



Escola Tècnica Superior d'Enginyeria  
de Telecomunicació de Barcelona

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

## **PROJECTE FINAL DE CARRERA**

### **PROGRAMA ESTIMADOR DE PARÁMETROS SPICE PARA TRANSISTORES BIPOLARES MEDIANTE EXCEL**

*(SPICE PARAMETER ESTIMATOR PROGRAM FOR  
BIPOLAR TRANSISTORS USING EXCEL)*

*Estudis: Enginyeria Electrònica*

*Autor: David Hurtado Carreira*

*Director: Juan Miguel López González*

*Any: 2010*



# Índice general

|                                                                |    |
|----------------------------------------------------------------|----|
| Agradecimientos                                                | 4  |
| Resum del projecte                                             | 5  |
| Resumen del proyecto                                           | 6  |
| Abstract                                                       | 7  |
| 1. Introducción                                                | 8  |
| 1.1 Contexto del proyecto                                      | 8  |
| 1.2 Objetivos                                                  | 9  |
| 1.3 Estructura de la memoria                                   | 10 |
| 2. El simulador de circuitos SPICE y el modelo G-P             | 12 |
| 2.1 Breve reseña histórica                                     | 12 |
| 2.2 Características principales                                | 13 |
| 2.3 Dispositivos                                               | 14 |
| 2.4 Modelo SPICE para el transistor bipolar                    | 17 |
| 2.4.1 Modelo estático E-M                                      | 17 |
| 2.4.2 Modelo estático G-P                                      | 19 |
| 2.4.3 Modelo en gran señal E-B                                 | 21 |
| 2.4.4 Modelo en gran señal G-P                                 | 22 |
| 2.4.5 Modelos linealizados (en pequeña señal)                  | 24 |
| 2.4.6 Resumen de parámetros SPICE                              | 25 |
| 3. Técnicas para obtener datos de curvas                       | 27 |
| 3.1 Rectas y regresiones lineales                              | 27 |
| 3.1.1 Ecuación de la recta                                     | 27 |
| 3.1.2 Geometría analítica                                      | 30 |
| 3.1.3 Conceptos básicos de la regresión lineal                 | 34 |
| 3.2 Herramientas Excel                                         | 39 |
| 4. Extracción de los parámetros DC                             | 45 |
| 4.1 Conceptos básicos del transistor bipolar                   | 45 |
| 4.2 Extracción de los parámetros IS y NF                       | 48 |
| 4.3 Extracción de los parámetros BF, ISE y NE                  | 52 |
| 4.4 Extracción del parámetro VAF                               | 60 |
| 4.5 Extracción del parámetro IKF                               | 64 |
| 4.6 La región de funcionamiento inversa del transistor bipolar | 66 |

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

|                                                                            |     |
|----------------------------------------------------------------------------|-----|
| 4.7 Extracción del parámetro NR                                            | 67  |
| 4.8 Extracción de los parámetros BR, ISC y NC                              | 70  |
| 4.9 Extracción del parámetro VAR                                           | 74  |
| 4.10 Extracción del parámetro IKR                                          | 76  |
| 5. Extracción de los parámetros para modelar los efectos de la temperatura | 78  |
| 5.1 Introducción                                                           | 78  |
| 5.2 Descripción del método propuesto de extracción                         | 80  |
| 5.3 El modelo de bandas de energía                                         | 81  |
| 5.4 Extracción de los parámetros EG y XTI                                  | 82  |
| 5.5 Extracción del parámetro XTB                                           | 82  |
| 5.6 Resultados obtenidos                                                   | 83  |
| 5.7 Consideración a tener en cuenta                                        | 87  |
| 6. Resistencias parásitas                                                  | 88  |
| 6.1 Resistencia parásita de emisor, $R_E$                                  | 89  |
| 6.2 Resistencia parásita de colector, $R_C$                                | 92  |
| 6.3 Resistencia parásita de base, $R_B$                                    | 94  |
| 6.4 Parámetros $R_{BM}$ e $I_{RB}$                                         | 97  |
| 6.5 Resultados experimentales                                              | 101 |
| 6.5.1 Extracción del parámetro RE                                          | 101 |
| 6.5.2 Extracción del parámetro RC                                          | 104 |
| 6.5.3 Extracción del parámetro RB                                          | 106 |
| 6.5.4 Extracción de los parámetros RBM e IRB                               | 108 |
| 7. Parámetros capacitivos                                                  | 111 |
| 7.1 Conceptos previos                                                      | 111 |
| 7.1.1 La capacidad de transición                                           | 112 |
| 7.1.2 La capacidad de difusión                                             | 112 |
| 7. 2 Ecuaciones capacitivas del modelo G-P                                 | 114 |
| 7. 3 Descripción del método de extracción propuesto                        | 116 |
| 7.4 Extracción del parámetro FC                                            | 122 |
| 7.5 Extracción del parámetro XCJC                                          | 124 |
| 8. Parámetros relacionados con el tiempo de tránsito                       | 127 |
| 8.1 El transistor bipolar como amplificador                                | 128 |
| 8.2 Limitaciones del transistor bipolar en alta frecuencia                 | 130 |
| 8.3 Definición y determinación de la frecuencia fija $f_{-20\text{ dB}}$   | 132 |
| 8.4 Extracción del parámetro TF                                            | 133 |
| 8.5 Extracción del parámetro XTF                                           | 139 |



## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

|                                                       |     |
|-------------------------------------------------------|-----|
| 8.6 Extracción del parámetro ITF                      | 141 |
| 8.7 Extracción del parámetro VTF                      | 141 |
| 8.8 Extracción del parámetro PTF                      | 142 |
| 8.8.1 Introducción                                    | 143 |
| 8.8.2 Procedimiento para extraer el parámetro         | 143 |
| 8.8.3 Resultados experimentales                       | 144 |
| 8.9 Extracción del parámetro TR                       | 147 |
| 8.9.1 Descripción del método propuesto                | 148 |
| 8.9.2 Verificación del método descrito y medidas      | 149 |
| 9. Parámetros para modelar el ruido                   | 152 |
| 9.1 Tipos de ruido en semiconductores                 | 152 |
| 9.1.1 Ruido térmico                                   | 152 |
| 9.1.2 Ruido shot                                      | 153 |
| 9.1.3 Ruido flicker                                   | 153 |
| 9.2 Modelo del transistor bipolar para el ruido       | 153 |
| 9.3 Descripción del método propuesto                  | 155 |
| 10. Manual del programa estimador de parámetros SPICE | 158 |
| 10.1 Descripción                                      | 158 |
| 10.2 Guía rápida de uso                               | 162 |
| 11. Conclusiones                                      | 166 |
| 12. Apéndices                                         | 168 |
| 12.1 Hojas de datos                                   | 168 |
| 12.2 Resumen de las funciones estadísticas de Excel   | 188 |
| 12.3 Ejemplo de Macro VBA                             | 191 |
| 13. Referencias                                       | 194 |

## Agradecimientos

En primer lugar, deseo expresar mi agradecimiento a mi tutor y profesor del Departamento de Ingeniería Electrónica de la *Universitat Politècnica de Catalunya* (UPC), Juan Miguel López González, por su inestimable ayuda para la elaboración de este proyecto, así como sus consejos y comentarios en la redacción del texto.

De la misma manera, quisiera hacer especial mención a todas aquellas personas que han estado en todo momento a mi lado. Con esto me refiero a mi madre y a mi mujer. Gracias por vuestro apoyo desinteresado, aliento y comprensión. Principalmente a ti, Silvia, por estar siempre ahí y por ser así de maravillosa.

## Resum del Projecte

Són molts els fabricants que utilitzen programes comercials que integren mòduls d'extracció per estimar els paràmetres que modelen els seus dispositius en simuladors de circuits. L'objectiu del present projecte és el desenvolupament d'una aplicació automàtica capaç d'estimar els paràmetres SPICE que modelen el transistor bipolar, tot això a partir de mesures experimentals reals proporcionades pel fabricant del dispositiu.

A més, s'ofereix una recopilació de mètodes i tècniques que descriuen la metodologia per extreure o estimar cadascun dels paràmetres utilitzats per SPICE per modelar el comportament real del transistor bipolar.

El suport informàtic triat i utilitzat per al desenvolupament del programa estimador de paràmetres SPICE per a transistors bipolars, ja siguin d'unió (BJT) o de heterounió (HBT), ha estat el full de càlcul Excel de Microsoft. Les raons que justifiquen la seva utilització es basen en la seva versatilitat i en què permet manipular i realitzar infinitat de càlculs sobre dades introduïdes per l'usuari, en nostres casos fitxers de dades, a partir de les funcions i eines analítiques que incorpora. Aquestes eines i funcions ens resultaran idònies per estimar una gran quantitat de paràmetres de manera instantània i eficaç.

## Resumen del Proyecto

Son muchos los fabricantes que utilizan programas comerciales que integran módulos de extracción para estimar los parámetros que modelan sus dispositivos en simuladores de circuitos. El objetivo del presente proyecto es el desarrollo de una aplicación automática capaz de estimar los parámetros SPICE que modelan el transistor bipolar, todo ello a partir de medidas experimentales reales proporcionadas por el fabricante del dispositivo.

Además, se ofrece un compendio de métodos y técnicas que describen la metodología a seguir para extraer o estimar cada uno de los parámetros utilizados por SPICE para modelar el comportamiento real del transistor bipolar.

El soporte informático elegido y utilizado para el desarrollo del programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares, ya sean de unión (BJT) o de heterounión (HBT), ha sido la hoja de cálculo Excel de Microsoft. Las razones que justifican su utilización se basan en su versatilidad y en que permite manipular y realizar infinidad de cálculos sobre datos introducidos por el usuario, en nuestros caso ficheros de datos, a partir de las funciones y herramientas analíticas que incorpora. Estas herramientas y funciones nos resultarán idóneas para estimar una gran cantidad de parámetros de manera instantánea y eficaz.

## Abstract

There are many manufacturers that use commercial programs that integrate extraction modules to estimate the parameters that model their devices in electronic circuit simulators. The objective of the present project is the development of an automatic application able to estimate the parameters SPICE that model the bipolar transistor, everything it starting from experimental real measures provided by the manufacturer of the device.

Also, this project offers a summary of methods and techniques that describe the methodology to extract or to estimate each one of the parameters used by SPICE to model the real behavior of the bipolar transistor.

The computer support used for the development of the SPICE parameter estimator program for bipolar transistors, be already of junction (BJT) or of heterojunction (HBT), has been Excel spreadsheet of Microsoft. The reasons for its use are based on its versatility and to manipulate and perform numerous calculations on data entered by the user, in our case files of data, from analytical tools and functions it incorporates. These tools and features we're well placed to estimate a large number of parameters instantly and effectively.

# 1. Introducción

Siendo estudiante de Ingeniería Electrónica en la *Escola Tècnica Superior d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona* (ETSETB, [www.etsetb.upc.es](http://www.etsetb.upc.es)) decidí cursar la asignatura optativa de segundo ciclo **Aplicaciones de los HBT en Comunicaciones de Alta Velocidad** que impartía el profesor **Juan Miguel López González**. En las asignaturas de *Dispositivos Electrónicos y Fotónicos I y II* me habían hablado muy por encima sobre el concepto de heterounión y, francamente, me llamó la atención.

## 1.1 Contexto del proyecto

Para un ingeniero electrónico, un modelo es un grupo de ecuaciones y parámetros que describen el funcionamiento real de un dispositivo para ser usado en un simulador de circuitos como, por ejemplo, SPICE. Asimismo, un simulador de circuitos es un programa que reproduce el comportamiento de un sistema electrónico, permitiendo la verificación de éste sin necesidad de construir un prototipo.

La calidad del modelo de un dispositivo usado en una simulación depende de la cantidad y, en gran medida, de la precisión en la estimación de sus parámetros. Cuanto mayor sea el grado de rigurosidad en la estimación de los parámetros, mayor será la correspondencia de los resultados obtenidos en la simulación con la realidad.

El modelo para el transistor bipolar usado por el programa SPICE es una versión modificada del modelo de Gummel-Poon (G-P) formulado en 1970. SPICE tiene modelos internos para sus dispositivos semiconductores. El usuario sólo tiene que especificar el modelo y parámetros adecuados, si bien, en la mayoría de los casos, estos parámetros ya están contenidos en las librerías de componentes del programa, siendo facilitados por el propio fabricante.

Cabe tener en cuenta que, a pesar de que en la actualidad se están desarrollando e investigando nuevos modelos avanzados y compactos para modelar los transistores bipolares tales como HiCUM, VBIC o MEXTRAM, el presente trabajo usa como referente el modelo de Gummel-Poon, debido a que sigue siendo el más utilizado por la mayoría de fabricantes de dispositivos semiconductores, siendo precisamente sus parámetros los que aparecen en sus hojas de datos o data sheets.

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

Existen otros programas de simulación de circuitos, tales como ELDO o SPECTRE, que también utilizan el modelo de Gummel-Poon para modelar el transistor bipolar.

Desde su aparición hace más de treinta años, SPICE está considerado, sin lugar a dudas, como el estándar en la simulación y análisis de circuitos electrónicos. Esta es la razón fundamental que se esgrime para justificar que la inmensa mayoría de fabricantes permitan descargar directamente de su página web modelos de sus dispositivos para ser utilizados en SPICE y muestren el listado de sus parámetros en sus hojas de datos o data sheets. Sin lugar a dudas, esta es una buena justificación para llevar a cabo este proyecto.

Para caracterizar y extraer cada uno de los parámetros que modelan un dispositivo y ser usados en un simulador de circuitos, muchos fabricantes utilizan y recurren a paquetes comerciales populares como IC-CAP de Agilent Technologies o UTMOST de Silvaco. El cometido de este trabajo no es, evidentemente, crear un software de estimación de parámetros capaz de integrar la capacidad de extracción, la funcionalidad o las prestaciones de, por ejemplo, IC-CAP, pero si un programa capaz de estimar correctamente el valor numérico de cada uno de los parámetros SPICE que modelan el transistor bipolar y crear una metodología o procedimiento de extracción de parámetros eficaz, automático y correcto. Tener en cuenta que existe un alto grado de confidencialidad entre los mismos creadores de los paquetes comerciales que conviven en el mercado y la escasa documentación accesible y concreta de la que se dispone.

## 1.2 Objetivos

El objetivo o cometido del presente proyecto consiste en el desarrollo de un programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares, ya sean de unión (BJT) o de heterounión (HBT). Esta herramienta, por tanto, nos servirá para obtener el valor numérico de cada uno de los parámetros del modelo del transistor bipolar en SPICE, partiendo de los datos, medidas y curvas del fabricante del dispositivo.

También, se pretende ofrecer al lector los fundamentos teóricos que han hecho posible la realización del programa estimador y cuyo conocimiento permite un mejor aprovechamiento del mismo. El objeto de estudio de este proyecto versa, por tanto, en la descripción de las diferentes técnicas, métodos y, en definitiva, de la metodología a seguir para extraer o estimar cada uno de los parámetros utilizados por SPICE para modelar el comportamiento real del transistor bipolar.

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

Para poder utilizar el programa estimador no es necesario conocer el modelo del transistor ni los métodos para determinar sus parámetros, ya que él mismo ofrece las indicaciones necesarias de cómo proceder en cada caso de manera instantánea, automática y eficaz. El soporte informático elegido y utilizado para el desarrollo de este programa estimador de parámetros SPICE ha sido la hoja de cálculo Excel de Microsoft, donde se ha intentado cuidar la interfaz gráfica de usuario diseñándola de la manera más intuitiva posible.

Se ha pretendido redactar un texto actual, útil y de fácil consulta, tanto por su estructura como por el nivel de dificultad razonable del mismo. No es necesario un nivel matemático avanzado para seguir el contenido del texto y se ha intentado introducir en cada capítulo cuestiones conceptuales que estimulen la reflexión del lector.

Por último, durante la redacción del texto se utilizan notas o citas al pie de página para ampliar, sustentar, definir, especificar significados e informar, según el caso.

### 1.3 Estructura de la memoria

El contenido del presente proyecto puede ser agrupado en ocho bloques temáticos o capítulos.

En el segundo capítulo del proyecto se describen las características principales del simulador de circuitos SPICE, poniendo especial hincapié en su modelo para el transistor bipolar, una versión modificada del modelo de Gummel-Poon formulado en 1970.

El tercer capítulo está dedicado a introducir las técnicas utilizadas para estimar algunos de los parámetros que modelan el transistor bipolar a partir de sus curvas características de funcionamiento. La comprensión de este capítulo será determinante para asimilar procedimientos de extracción descritos en capítulos posteriores.

El resto de capítulos ofrecen al lector una visión generalizada de los métodos y procedimientos utilizados para estimar los 41 parámetros que modelan el transistor bipolar en SPICE. Así, en el cuarto capítulo se detallan las directrices a seguir para extraer los 13 parámetros que representan el comportamiento del transistor bipolar en continua (DC). En el quinto, se presenta un método directo para extraer los parámetros usados para modelar los efectos de la temperatura. En el sexto capítulo se extraen los parámetros utilizados para modelar el efecto de las resistencias parásitas introducidas por las regiones neutras, los contactos óhmicos y las pistas metálicas de interconexión que en el modelo del transistor ideal se ignoraban. En el séptimo capítulo se extraen las capacidades parásitas



## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

que el modelo dinámico del transistor bipolar incorpora. En el octavo capítulo se estiman los parámetros relacionados con el tiempo de tránsito. Por último, en el noveno capítulo se estiman los parámetros utilizados para modelar la componente de ruido flicker (ruido  $1/f$ ) de la unión base-emisor del transistor bipolar.

El décimo capítulo se presenta como manual del programa estimador de parámetros SPICE. Su objetivo es orientar al usuario en la utilización de este programa resuelto con la herramienta en formato de hoja de cálculo Excel y cuyo nombre escogido es ***estim***.

A continuación se incluye un capítulo dedicado exclusivamente a los Apéndices. Aquí se han ubicado datos y documentos que han sido utilizados y consultados durante el desarrollo del trabajo pero que, ya sea por su extensión o por su formato, no son adecuados para incluirlos en el texto y otros que tratan de ampliar información. Finalmente, indicar que dichos Apéndices han sido ordenados según han ido siendo citados en el cuerpo del documento.

Al final del proyecto se incluye una extensa relación de todas las referencias bibliográficas consultadas a lo largo de la elaboración del proyecto, todas y cada una de ellas intercaladas a lo largo del texto, numeradas entre corchetes y clasificadas en orden cronológico de aparición. Al mismo tiempo, durante la redacción del texto se recomienda al lector interesado la consulta de varias fuentes con el fin de ampliar aquellos temas que, por la temática y cometido del proyecto, no han sido tratados en profundidad o con la rigurosidad, desde un punto de vista matemático, del todo adecuada.

Tal y como se podrá corroborar a medida que se avance en la lectura del texto, sin lugar a dudas, la principal fuente de referencia y punto de apoyo para la elaboración de este proyecto se basa en la consulta de artículos y publicaciones de conferencias y congresos publicados en el IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*).

## 2. El simulador de circuitos SPICE

Para un ingeniero electrónico, el simulador de circuitos SPICE es algo así como la imaginación para un creador. SPICE, iniciales de las palabras inglesas *Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*, se ha convertido en el *software* estándar para el análisis de circuitos electrónicos. Este programa informático permite analizar y diseñar circuitos con la siempre inestimable ayuda de un ordenador.

### 2.1 Breve Reseña histórica

“Para grandes cosas, grandes hombres”. Nos situamos en la Universidad de California, en Berkeley<sup>1</sup>. En 1970 Ronald A. Rohrer y Larry W. Nagel desarrollan un simulador de circuitos en lenguaje FORTRAN llamado CANCER [1]<sup>2</sup> (*Computer Analysis of Nonlinear Circuits Excluding Radiation*). Posteriormente, en mayo de 1972 Larry W. Nagel, bajo la supervisión de Donald O. Pederson (ver foto Fig. I.1), lanza la primera versión de SPICE denominada SPICE1 (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*). Es a partir de esta fecha cuando aparecen nuevas versiones que van incrementando, paulatinamente, la potencia y el prestigio del programa a nivel mundial. Así, en 1975 aparece una nueva versión llamada SPICE2. En 1983 aparece la versión SPICE2G.6, siendo ésta todavía un estándar para muchos fabricantes y compatible con otros programas de simulación. En 1985 el código FORTRAN de SPICE es convertido a lenguaje C, apareciendo la versión SPICE3. La adaptación de este programa a ordenadores personales se denomina PSpice, de la cual existe una versión para “estudiantes” que es de libre distribución.



**Figura 2.1: Profesor Donald O. Pederson, uno de los impulsores de SPICE**

---

<sup>1</sup> <http://www.berkeley.edu/>

<sup>2</sup> R. A. Rohrer, L. W. Nagel, R. Meyer, L. Weber, “CANCER: Computer Analysis of Nonlinear Circuits Excluding Radiation”, *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 124-202, February 1971.

## 2.2 Características principales

Las auténticas razones que han contribuido a que los ingenieros de diseño se inclinen a utilizar SPICE como herramienta de simulación son su enorme versatilidad para efectuar todo tipo de análisis, su facilidad de aprendizaje y, por supuesto, la enorme biblioteca de modelos de dispositivos que dispone.

En general, cualquier programa SPICE recibe la información del circuito que tiene que simular y del tipo de análisis que tiene que realizar a través de un fichero fuente o fichero de circuito. Este fichero contiene una descripción del circuito, de los componentes que lo forman y de la interconexión entre ellos.

En SPICE se pueden realizar diversos tipos de análisis sobre el circuito descrito (ver **Tabla 2.1**). Cada uno de ellos se especifica mediante la correspondiente línea de comandos, que se compondrá de una identificación del tipo de análisis que se debe realizar.

El lector interesado en más detalles sobre los diferentes tipos de análisis que se pueden realizar sobre un circuito descrito en SPICE puede consultar la referencia bibliográfica [2]<sup>3</sup>.

**Tabla 2.1: Tipos de análisis que se pueden realizar en un circuito descrito en SPICE**

| Descripción              | Identificación |
|--------------------------|----------------|
| Barrido en continua      | .DC            |
| Respuesta en frecuencia  | .AC            |
| Transitorio o temporal   | .TRAN          |
| Función de transferencia | .TF            |
| Análisis de sensibilidad | .SENS          |
| Análisis de Fourier      | .FOUR          |
| Análisis de ruido        | .NOISE         |

<sup>3</sup> Jesús Sánchez Etchegaray, "Simulación analógica basada en SPICE", Edicions UPC, Barcelona, 1998.

## 2.3 Dispositivos

Los componentes electrónicos son elementos que conforman un circuito electrónico, presentando determinadas relaciones entre las magnitudes de tensión y corriente en sus terminales. Por tanto, un circuito consiste en la interconexión de componentes, generalmente mediante conductores, para llevar a cabo una función específica. Otro término que encontramos habitualmente en la bibliografía técnica, de significado similar al del componente, es el dispositivo. En este texto utilizaremos los términos componente y dispositivo indistintamente para referirnos a elementos con la capacidad de realizar funciones.

En SPICE existe un número de componentes limitado. A partir de estos componentes se deberá modelar cualquier otro dispositivo. Los dispositivos definidos en SPICE son de diversos tipos y su descripción puede ser más o menos complicada. Algunos son los elementos clásicos de análisis de circuitos, tales como resistencias, condensadores o inductancias y cuyo comportamiento en SPICE coincide con el descrito en la teoría de circuitos. Gracias a sus características simples su descripción es muy sencilla y en la mayoría de los casos bastará con indicar el valor del componente. Sin embargo y para el caso que nos ocupa, será estrictamente necesario dar un paso más allá.

Los semiconductores presentan un comportamiento complejo. Por un lado son dispositivos no lineales, esto es, su relación tensión-corriente no se puede describir mediante una ecuación diferencial lineal y además las funciones que describen dicha relación son ecuaciones trascendentes y por ello de difícil solución.

Para complicar aún más el panorama, las funciones que rigen el comportamiento no son únicas sino que varían en función de la magnitud de las variables de corriente y tensión. Es decir, que los semiconductores tienen diversos modos de comportamiento y cada uno de estos modos presentan dificultades superiores a las normales en su resolución.

Estos hechos originan que la simulación con cierta aproximación de los dispositivos semiconductores exija un buen número de ecuaciones, cada una de ellas válida para una cierta zona de funcionamiento, y esto implica la utilización de un número aún mayor de coeficientes. Por tanto, la descripción de un dispositivo semiconductor exige definir un gran número de parámetros, lo que hace obligatorio el uso de modelos.

Cada tipo de semiconductor (diodo, BJT, HBT, JFET, etc.) dispondrá de su propio modelo, en el que se especifican los parámetros del dispositivo. A partir de estos parámetros el programa obtendrá, por un lado, el valor de los coeficientes y de las constantes de las ecuaciones que rigen su funcionamiento y, por otro lado, sabrá qué tipo de ecuaciones (modelos de funcionamiento) ha

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

de utilizar. Por tanto, la cantidad de parámetros que se proporcionan influyen en el modelo de funcionamiento de que hará uso el programa. El modelo de funcionamiento es la aproximación circuital o matemática que utiliza SPICE para simular el dispositivo en cuestión. No existe un único modelo de funcionamiento para cada dispositivo, sino que pueden existir varios, unos más precisos que otros. El uso de uno u otro modelo se determinará a partir del modelo de SPICE definido mediante la orden ".MODEL". De esta forma, cuantos más parámetros se definan en el .MODEL más perfecto será el modelo de funcionamiento usado en la simulación.

Por ejemplo, si en el modelo SPICE de un BJT se introducen únicamente unos pocos parámetros básicos, se hará uso del modelo de funcionamiento estático de Ebers-Moll (E-M), lo que implica que no se tendrán en cuenta efectos dinámicos (carga y descarga de capacidades, etc.), ni efectos secundarios tales como la alta inyección o el *efecto Early*. Si, por el contrario, se proporciona el valor de todos los parámetros el modelo utilizado será el de Gummel-Poon (G-P), mucho más completo (pero que exige mayor tiempo de cálculo). Puesto que estos modelos de funcionamiento involucran la resolución de ecuaciones trascendentes cuya resolución implica un gran tiempo de cálculo, todos estos dispositivos disponen de un modelo de funcionamiento linealizado de pequeña señal.

Habitualmente, el usuario no se ha de preocupar de definir los modelos, es decir, de dar valores a los parámetros del modelo SPICE, ya que los suministran los fabricantes del programa de simulación, o bien los fabricantes de los dispositivos. Por este motivo, este capítulo no está orientado a explicar el significado de cada uno de los parámetros ni el modo de extraerlos. Lo que se pretende es señalar la influencia de los parámetros en el comportamiento de los modelos para, de esta forma, poder predecir el grado de exactitud de los resultados en función de los parámetros definidos en el modelo que se esté utilizando. Además el conocimiento de la influencia de cada parámetro permite eliminar alguno de ellos (con lo que tomarán un valor por defecto) con la finalidad de simplificar un modelo dado, en situaciones en las que no se precise una gran precisión, y ganar de esta forma en tiempo de cálculo.

Así, y para el caso que nos ocupa, la especificación de un transistor bipolar en un circuito simulado con SPICE se realiza a través de la letra "Q" y la sintaxis es la siguiente:

**Q<nombre> <colector> <base> <emisor> [substrato] <nombre del modelo> [área]**

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

donde <colector> <base> <emisor> son los nodos a los que irán conectados los respectivos terminales. El nodo substrato es opcional y por defecto se considerará conectado a la masa (nodo cero).

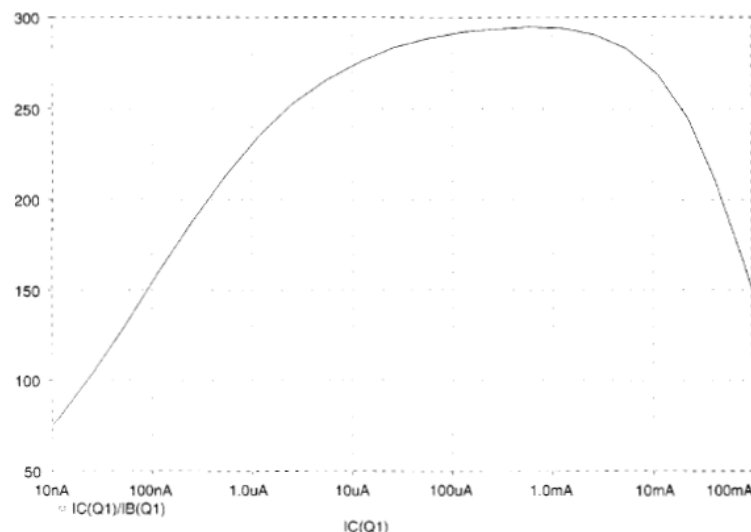
Existen tres tipos de transistores bipolares, el NPN, el PNP y el LPNP (transistor PNP lateral). Este último transistor se encuentra en circuitos integrados, es un transistor PNP pero que por motivos de construcción presenta un comportamiento diferente del transistor PNP normal.

A modo de ejemplo, si deseamos obtener y representar la curva  $\beta_F(i_C)$  para el transistor BC999, tomando para el transistor los parámetros por defecto excepto para  $BF = 300$ ;  $IKF = 0,1$  A;  $ISE = 0,01$  pA y  $NE = 2$ , escribiremos el fichero de entrada SPICE mostrado en la **Figura 2.2**.

```
Q1 1 1 0 BC999
VBE 1 0 DC 1
.DC lin VBE 0.1 1.2 0.02
.Model BC999 NPN (BF=300 IKF=0.1 ISE=0.01p NE=2)
.PROBE
.END
```

**Figura 2.2: Fichero de entrada SPICE para obtener la curva  $\beta_F(i_C)$  para el transistor BC999**

La gráfica obtenida se representa en la **Figura 2.3**.



**Figura 2.3: Curva  $\beta_F(i_C)$  para el transistor BC999**

## 2.4 Modelo SPICE para el transistor bipolar

Encontramos diversos modelos de funcionamiento para el transistor bipolar, desde el más simple que es el modelo estático de Ebers-Moll (E-M), ligeramente modificado para facilitar el cálculo numérico, hasta el más sofisticado de Gummel-Poon (G-P) en gran señal.

Actualmente existen otros modelos avanzados y compactos para modelar el transistor bipolar tales como VBIC, HiCUM o MEXTRAM. Sin embargo, el modelo G-P sigue siendo uno de los más utilizados, el estándar y punto de referencia para la mayoría de fabricantes de dispositivos.

Los modelos de circuito equivalente de un dispositivo son un intento de utilizar un circuito cuyas características en los terminales exteriores coincidan con las que se obtienen experimentalmente en el dispositivo. Desde el descubrimiento del transistor bipolar, J. J. Ebers y J. L. Moll desarrollaron una aproximación analítica para el comportamiento en gran señal del transistor bipolar. Sin embargo, H. K. Gummel y H. C. Poon, en 1970, reconocieron algunas de las limitaciones del modelo E-M del transistor bipolar y desarrollaron el modelo que lleva su nombre. El modelo G-P se puede considerar, por tanto, como una "extensión" del modelo E-M. Una de las ventajas del modelo G-P es su amplio rango de validez.

### 2.4.1 Modelo estático E-M

El modelo estático de Ebers-Moll (E-M) del que hace uso SPICE es el mostrado en la **Figura 2.4**.

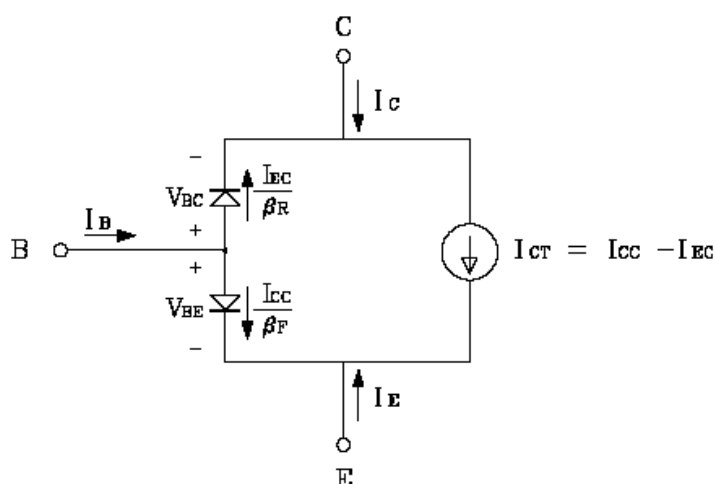


Figura 2.4: Modelo estático de Ebers-Moll

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

Los parámetros que se usan en este modelo son los mostrados en la **Tabla 2.2**.

**Tabla 2.2: Parámetros que se usan en el modelo estático de Ebers-Moll**

| Parámetro del modelo | Significado                                | Valor por defecto | Unidades |
|----------------------|--------------------------------------------|-------------------|----------|
| IS                   | Corriente de saturación ( $I_S$ )          | $10^{-6}$         | A        |
| BF                   | Máxima $\beta$ ideal directa ( $\beta_F$ ) | 100               | —        |
| BR                   | Máxima $\beta$ ideal inversa ( $\beta_R$ ) | 1                 | —        |

Las variables  $I_{EC}$  y  $I_{CC}$  de la **Figura 2.4** se obtienen a partir de estos parámetros según las ecuaciones de *Ebers-Moll*.

A pesar de que este modelo es muy sencillo puede resultar de aplicación en un gran número de casos. En concreto puede ofrecer buenos resultados en aquellas situaciones en las que el transistor bipolar trabaje como interruptor a bajas frecuencias o cuando se tengan pequeñas variaciones del punto de reposo.

Las principales carencias de este primer modelo son:

- (i) caídas de potencial en las zonas neutras,
- (ii) no se contempla el efecto Early (dependencia de la corriente de colector con la tensión base-colector),
- (iii) no se tiene en cuenta la dependencia de  $\beta_F$  y  $\beta_R$  con la corriente y
- (iv) no se tienen en cuenta efectos de segundo orden (se describirán posteriormente) en las regiones de base y colector.

Con objeto de considerar los efectos (i), (ii) y (iii), se utilizan los parámetros mostrados en la **Tabla 2.3**.

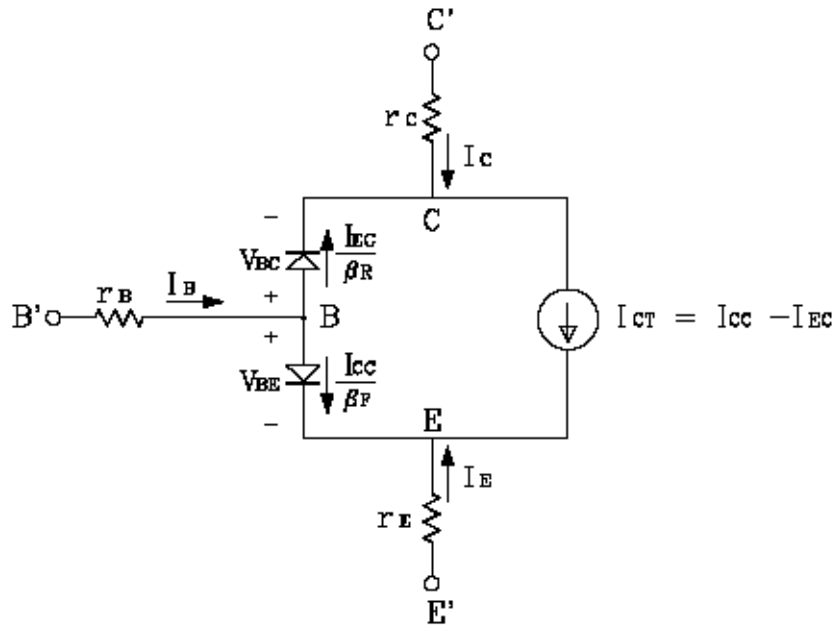
**Tabla 2.3: Parámetros utilizados para considerar los efectos (i), (ii) y (iii)**

| Parámetro del modelo | Significado                               | Valor por defecto | Unidades |
|----------------------|-------------------------------------------|-------------------|----------|
| RC                   | Resistencia de colector                   | 0                 | $\Omega$ |
| RE                   | Resistencia de emisor                     | 0                 | $\Omega$ |
| RB                   | Resistencia de base con polarización cero | 0                 | $\Omega$ |
| VAF (VA)             | Tensión de Early directa                  | $\infty$          | V        |



## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

Las caídas de potencial en las zonas neutras se modelan añadiendo tres resistencias ( $R_C$ ,  $R_E$  y  $R_B$ ) al modelo, por lo que circuitalmente el modelo queda tal como se muestra en la **Figura 2.5**.



**Figura 2.5: Inclusión de las resistencias  $R_C$ ,  $R_E$  y  $R_B$  en el modelo**

El efecto *Early* y la variación de  $\beta_F$  y  $\beta_R$  con la corriente, se tienen en cuenta a través del parámetro VAF con la cual cosa se modifican las expresiones originales. Como siempre las expresiones modificadas son iguales a las originales cuando los parámetros tienen su valor por defecto.

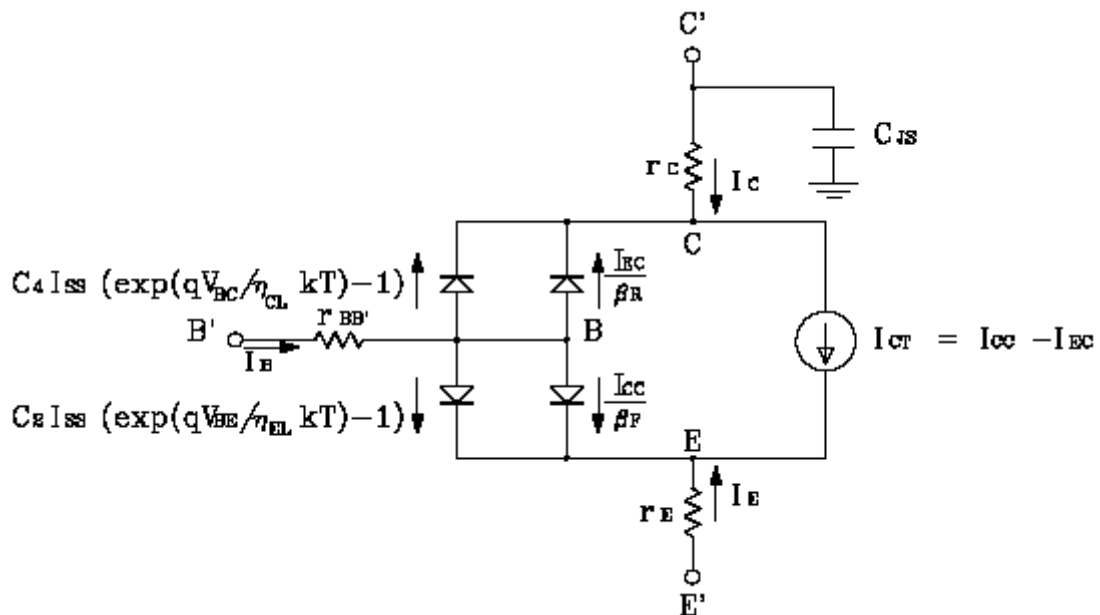
### 2.4.2 Modelo estático G-P

Para evaluar los efectos de segundo orden en las regiones de base y colector se usa el modelo de Gummel-Poon (G-P). Los efectos extras que este modelo evaluará son:

- (i) *Disminución de  $\beta$  con corrientes bajas*

Este efecto es debido a que existen componentes extras de la corriente de base. Para tenerlas en cuenta, el modelo de Gummel-Poon incorpora dos nuevos diodos entre base y colector y entre base y emisor. El funcionamiento de estos diodos viene afectado por los parámetros  $C_2$ ,  $\eta_{EL}$ ,  $C_4$  y  $\eta_{CL}$ . Estos nuevos diodos

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel modifican el modelo de la forma en que se observa en la **Figura 2.6**, que corresponde al modelo estático de Gummel-Poon.



**Figura: 2.6 Modelo estático de Gummel-Poon**

(ii) *Modulación de la anchura de la base*

Este es el efecto Early que ya estaba contemplado en el modelo estático de Ebers-Moll por lo que se utiliza el mismo parámetro (VAF). No obstante se usa también un nuevo parámetro (VAR: tensión de Early inversa) que completa el modelo.

(iii) *Alta inyección en base*

El efecto de la alta inyección en base provoca que la corriente  $I_C$  realmente sea inferior a la predicha teóricamente. Esta disminución se modela a través del parámetro  $I_{KF}$  para la zona activa directa e  $I_{KR}$  que se usará en la zona activa inversa.

(iv) *Variación de la resistencia de base*

La resistencia de base depende de la corriente, por lo que se añaden tres parámetros que contemplan esta dependencia:  $R_B$ ,  $R_{BM}$  y  $I_{RB}$ .

En resumen, los parámetros adicionales del modelo G-P son los mostrados en la **Tabla 2.4**.

Tabla 2.4: Parámetros adicionales del modelo de Gummel-Poon

| Parámetro del modelo | Significado                                                        | Valor por defecto | Unidades |
|----------------------|--------------------------------------------------------------------|-------------------|----------|
| ISE(=C2·IS)          | Corriente de saturación base-emisor (no ideal)                     | 0                 | A        |
| NE ( $\eta_{EL}$ )   | Coefficiente de emisión base-emisor (no ideal)                     | 1,5               | —        |
| ISC(=C4·IS)          | Corriente de saturación base-colector (no ideal)                   | 0                 | A        |
| NC ( $\eta_{CL}$ )   | Coefficiente de emisión base-colector (no ideal)                   | 2                 | —        |
| VAR (VB)             | Tensión de Early inversa                                           | $\infty$          | V        |
| IKF                  | Corriente de codo en alta corriente para directa                   | $\infty$          | A        |
| IKR                  | Corriente de codo en alta corriente para inversa                   | $\infty$          | A        |
| RBM                  | Mínima resistencia de base a altas corrientes                      | RB                | $\Omega$ |
| IRB                  | Corriente a la cual la resistencia de base se reduce a: (RB-RBM)/2 | $\infty$          | A        |

Cuando estos parámetros toman el valor por defecto el modelo G-P se reduce al modelo E-M.

### 2.4.3 Modelo en gran señal E-M

El modelo en gran señal o modelo dinámico de Ebers-Moll (E-M) es el que se ve en la **Figura 2.7**.

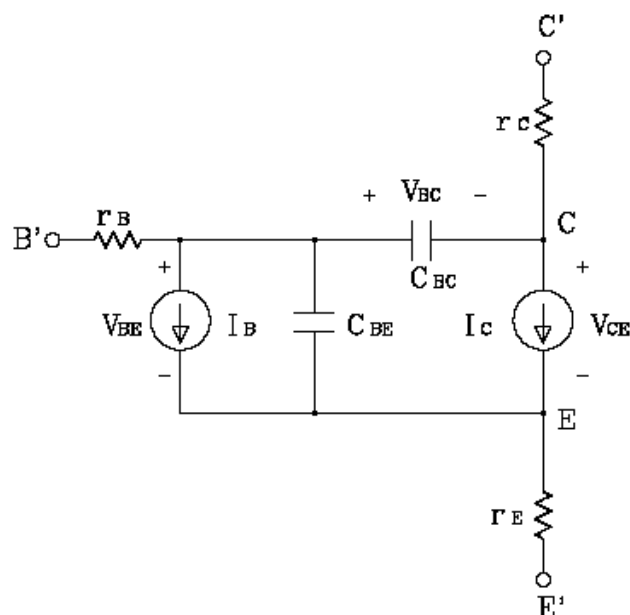


Figura 2.7: Modelo en gran señal o modelo dinámico de Ebers-Moll

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

En este modelo los valores de las corrientes se calculan igual que en el modelo estático y las capacidades  $C_{BE}$  y  $C_{BC}$  corresponden a la capacidad de difusión " $C_D$ " (debida al exceso de portadores en base) y la capacidad de unión o depleción " $C_J$ " (debida a la zona de carga espacial). La capacidad entre base y emisor es:  $C_{BE} = C_{DE} + C_{JE}$ , mientras que la capacidad entre base y colector es:  $C_{BC} = C_{DC} + C_{JC}$ . Tal y como es sabido, estas capacidades no son lineales y dependen fuertemente del punto de polarización. Por último la capacidad  $C_{CS}$  es la capacidad que existe entre el colector y el sustrato.

Para el cálculo de estas capacidades se usan los parámetros mostrados en la **Tabla 2.5**.

**Tabla 2.5: Parámetros relacionados con el cálculo de las capacidades**

| Parámetro del modelo | Significado                                                          | Valor por defecto | Unidades |
|----------------------|----------------------------------------------------------------------|-------------------|----------|
| CJE ( $C_{JE}$ )     | Capacidad de depleción base-emisor con polarización cero             | 0                 | F        |
| CJC ( $C_{JC}$ )     | Capacidad de depleción base-colector con polarización cero           | 0                 | F        |
| CJS ( $C_{CS}$ )     | Capacidad colector-sustrato con polarización cero                    | 0                 | F        |
| VJE ( $\phi_E$ )     | Potencial de contacto unión base-emisor                              | 0,75              | V        |
| VJC ( $\phi_C$ )     | Potencial de contacto unión base-colector                            | 0,75              | V        |
| VJS ( $\phi_S$ )     | Potencial de contacto de sustrato                                    | 0,75              | V        |
| TF ( $\tau_F$ )      | Tiempo de tránsito en directa ideal (se considera constante)         | 0                 | s        |
| TR ( $\tau_R$ )      | Tiempo de tránsito en inversa ideal                                  | 0                 | s        |
| FC                   | Coefficiente para el cálculo de la capacidad de depleción en directa | 0,5               | —        |

En el cálculo de las capacidades de difusión,  $C_{DE}$  y  $C_{DC}$ , se usan los parámetros TF y TR. Los parámetros CJE, CJC, VJE, VJC y FC tienen efecto en las capacidades de depleción  $C_{JE}$  y  $C_{JC}$ . CJS y VJS se usan para calcular la capacidad  $C_{CS}$ .

### 2.4.4 Modelo en gran señal G-P

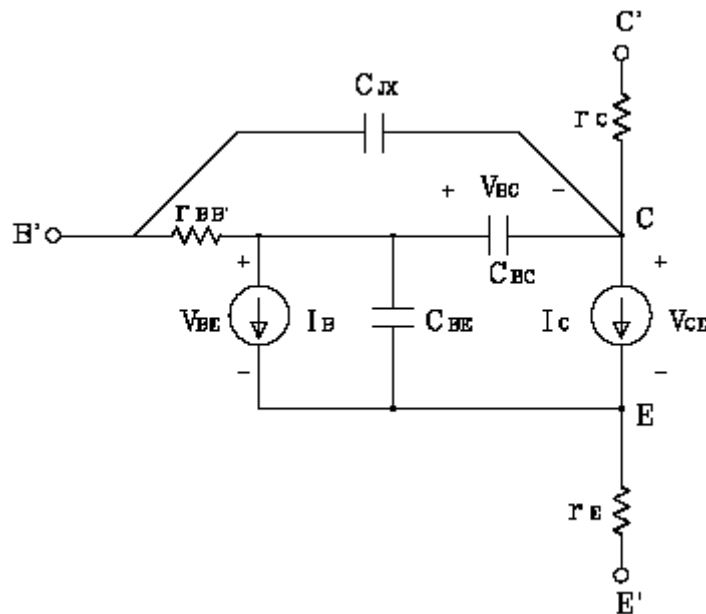
El modelo de Ebers-Moll obvia los siguientes efectos:

- (i) capacidad distribuida entre base y colector ( $C_{JX}$ ),
- (ii) dependencia de  $\tau_F$  con la corriente y la tensión base-colector y

# Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

(iii) *el exceso de fase.*

Para considerar estos efectos se utiliza el modelo en gran señal de Gummel-Poon que es el mostrado en la **Figura 2.8**.



**Figura: 2.8 Modelo en gran señal de Gummel-Poon**

Se observa que es muy similar al de Ebers-Moll. Circuitualmente se distingue del anterior por la capacidad " $C_{JX}$ ". Matemáticamente se diferencia en el cálculo de  $C_{BE}$  y  $C_{BC}$  ya que en este caso se hace uso de tres nuevos parámetros -MC, ME y MS- que permiten distinguir entre diversos tipos de dopado. En el caso de Ebers-Moll se consideraban constantes con valor 0.33 (valor por defecto).

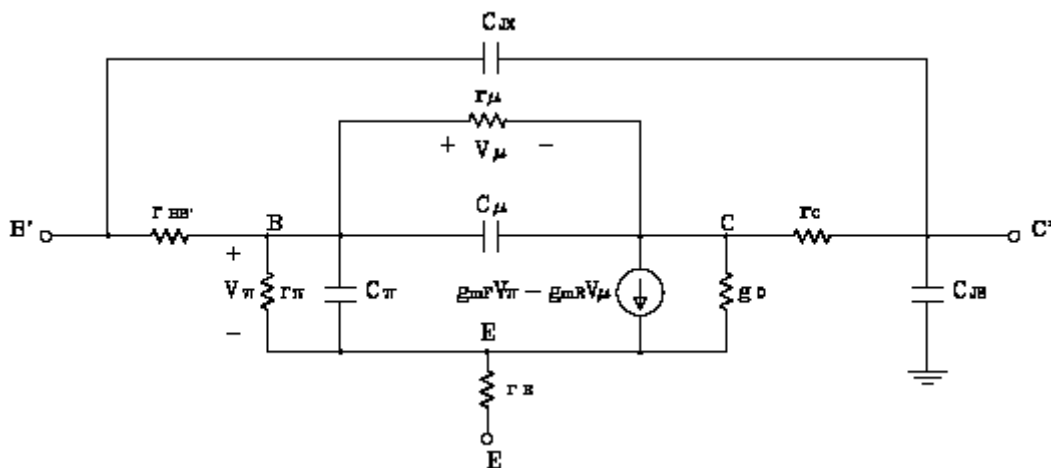
La variación de  $\tau_F$  depende del punto de polarización y de la tensión base-colector. Aunque la dependencia es compleja se puede resolver con los parámetros XTF, VTF y ITF. La capacidad  $C_{JX}$  se calcula haciendo uso del nuevo parámetro XCJC y, por último, el exceso de fase se calcula usando el parámetro PTF. Así pues, los nuevos parámetros, propios del modelo en gran señal de Gummel-Poon, son los mostrados en la **Tabla 2.6**.

**Tabla 2.6: Parámetros propios del modelo en gran señal de Gummel-Poon**

| Parámetro del modelo | Significado                                                                     | Valor por defecto | Unidades |
|----------------------|---------------------------------------------------------------------------------|-------------------|----------|
| MJE (ME)             | Factor de graduación unión base-emisor                                          | 0,33              | —        |
| MJC (MC)             | Factor de graduación unión base-colector                                        | 0,33              | —        |
| MJS (MS)             | Factor de graduación sustrato                                                   | 0                 | —        |
| XTF                  | Coefficiente de dependencia de $\tau_F$ con la polarización                     | 0                 | —        |
| VTF                  | Factor de dependencia de $\tau_F$ con $V_{BC}$                                  | $\infty$          | V        |
| ITF                  | Factor de dependencia de $\tau_F$ con altas corrientes $I_C$                    | 0                 | A        |
| XCJC                 | Fracción de la capacidad de deplexión base-colector conectada a la base interna | 1                 | —        |
| PTF                  | Exceso de fase a $f=1/2\pi\tau_F$                                               | 0                 | grados   |

### 2.4.5 Modelos linealizados (en pequeña señal)

Los modelos vistos anteriormente son complejos y su cálculo exige cierto tiempo. Para cálculos largos, en los que se ha de analizar el mismo circuito múltiples veces cambiando la frecuencia o algún otro parámetro, es preferible utilizar el modelo linealizado o en pequeña señal, con todas las limitaciones que conlleva.

**Figura 2.9: Modelo en pequeña señal de Gummel-Poon**

El modelo en pequeña señal G-P es el que se muestra en la **Figura 2.9**, muy similar al modelo híbrido- $\pi$ . El modelo en pequeña señal E-M es similar al G-P pero sin la capacidad  $C_{jx}$ . También difieren estos modelos en las expresiones analíticas usadas en el cálculo de los valores en pequeña señal. En ambos casos los valores en pequeña señal se calculan a partir de los parámetros introducidos para los modelos estáticos y dinámicos en gran señal. Si se está utilizando un

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

modelo estático (todos los parámetros referentes al comportamiento dinámico tienen su valor por defecto) las capacidades del modelo linealizado en pequeña señal serán cero, con lo que proporciona una respuesta en frecuencia infinita.

Recuérdese igualmente que SPICE utiliza un modelo lineal o uno de los vistos anteriormente en función del análisis que se esté realizando.

El resto de parámetros que pueden aparecer en el modelo de SPICE se usan para el cálculo de la dependencia con la temperatura (EG, XTB, XTI) o para modelar el ruido Flicker (KF, AF).

No siempre es mejor utilizar el modelo más completo sino aquél que se adapte suficientemente a las condiciones del análisis. Se ha de tender a utilizar el modelo más sencillo, que contemple los efectos que se desean tener en cuenta, pues ello redundará en una mejora del tiempo de cálculo. Por ello en los casos en los que no se precise una gran precisión, o en las primeras fases del diseño, puede ser recomendable borrar algunos parámetros del modelo que se esté utilizando, con lo que se simplificará el modelo utilizado.

### 2.4.6 Resumen de parámetros SPICE

En la **Tabla I.7** se dan los 41 parámetros que modelan el transistor bipolar en el simulador SPICE utilizando el modelo de Gummel-Poon, así como los valores por defecto de estos parámetros.

El lector interesado en más detalles sobre el modelo de G-P y las ecuaciones que rigen su comportamiento puede consultar las referencias bibliográficas [4] y [5].

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

Tabla I.7: Parámetros SPICE para el modelo de Gummel-Poon (1970, [3]<sup>4</sup>)

|    | name | parameter                                                             | units              | default  |
|----|------|-----------------------------------------------------------------------|--------------------|----------|
| 1  | IS   | transport saturation current                                          | A                  | 1.0e-16  |
| 2  | BF   | ideal maximum forward beta                                            | -                  | 100      |
| 3  | NF   | forward current emission coefficient                                  | -                  | 1.0      |
| 4  | VA   | forward Early voltage                                                 | V                  | infinite |
| 5  | IKF  | corner for forward beta                                               |                    |          |
|    |      | high current roll-off                                                 | A                  | infinite |
| 6  | ISE  | B-E leakage saturation current                                        | A                  | 0        |
| 7  | NE   | B-E leakage emission coefficient                                      | -                  | 1.5      |
| 8  | BR   | ideal maximum reverse beta                                            | -                  | 1        |
| 9  | NR   | reverse current emission coefficient                                  | -                  | 1        |
| 10 | VAR  | reverse Early voltage                                                 | V                  | infinite |
| 11 | IKR  | corner for reverse beta                                               |                    |          |
|    |      | high current roll-off                                                 | A                  | infinite |
| 12 | ISC  | B-C leakage saturation current                                        | A                  | 0        |
| 13 | NC   | B-C leakage emission coefficient                                      | -                  | 2        |
| 14 | RB   | zero bias base resistance                                             | $\Omega$           | 0        |
| 15 | IRB  | current where base resistance falls halfway to its min value          | A                  | infinite |
| 16 | RBM  | minimum base resistance at high currents                              | $\Omega$           | RB       |
| 17 | RE   | emitter resistance                                                    | $\Omega$           | 0        |
| 18 | RC   | collector resistance                                                  | $\Omega$           | 0        |
| 19 | CJE  | B-E zero-bias depletion capacitance                                   | F                  | 0        |
| 20 | VJE  | B-E built-in potential                                                | V                  | 0.75     |
| 21 | MJE  | B-E junction exponential factor                                       | -                  | 0.33     |
| 22 | TF   | ideal forward transit time                                            | sec                | 0        |
| 23 | XTF  | coefficient for bias dependence of TF                                 | -                  | 0        |
| 24 | VTF  | voltage describing VBC dependence of TF                               | V                  | infinite |
| 25 | ITF  | high-current parameter for effect on TF                               | A                  | 0        |
| 26 | PTF  | excess phase at freq=1.0/(TF*2PI) Hz                                  | deg                | 0        |
| 27 | CJC  | B-C zero-bias depletion capacitance                                   | F                  | 0        |
| 28 | VJC  | B-C built-in potential                                                | V                  | 0.75     |
| 29 | MJC  | B-C junction exponential factor                                       | -                  | 0.33     |
| 30 | XCJC | fraction of B-C depletion capacitance connected to internal base node | -                  | 1        |
| 31 | TR   | ideal reverse transit time                                            | sec                | 0        |
| 32 | CJS  | zero-bias collector-substrate capacitance                             | F                  | 0        |
| 33 | VJS  | substrate junction built-in potential                                 | V                  | 0.75     |
| 34 | MJS  | substrate junction exponential factor                                 | -                  | 0        |
| 35 | XTB  | forward and reverse beta temperature exponent                         | -                  | 0        |
| 36 | EG   | energy gap for temperature effect on IS                               | eV                 | 1.11     |
| 37 | XTI  | temperature exponent for effect on IS                                 | -                  | 3        |
| 38 | KF   | flicker-noise coefficient                                             | -                  | 0        |
| 39 | AF   | flicker-noise exponent                                                | -                  | 1        |
| 40 | FC   | coefficient for forward-bias depletion capacitance formula            | -                  | 0.5      |
| 41 | TNOM | parameter measurement temperature                                     | $^{\circ}\text{C}$ | 27       |

<sup>4</sup> H. K. Gummel, H. C. Poon, "A Compact Bipolar Transistor Model", *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 78-79, 1970.



### 3. Técnicas para obtener datos de curvas

La comprensión del presente capítulo, en la literatura inglesa conocido con el nombre de *curve fitting techniques*, tomará una importancia clave y determinante para llevar a cabo una comedida extracción y estimación de un gran número de parámetros, objetivo primordial de la presente proyecto.

Así, por ejemplo, si consideramos un transistor configurado en emisor común, la entrada estará formada por los terminales de base y emisor y la salida por los de colector y emisor. Entonces, la relación existente entre la corriente y la tensión de entrada ( $i_B$ ,  $v_{BE}$ ) se da en forma de curva o gráfica. Del mismo modo ocurre con la relación o dependencia entre la corriente y la tensión de salida ( $i_C$ ,  $v_{CE}$ ). Dado que la entrada y la salida de un transistor son interdependientes, es habitual representar curvas de entrada para determinados valores de la tensión de salida  $v_{CE}$ , y curvas de salida para diferentes valores de la corriente de entrada  $i_B$ .

El cometido del presente proyecto no es obtener las curvas características de salida o entrada de un determinado transistor, pero sí estimar o extraer a partir de estas curvas, que no son más que un conjunto más o menos importante de pares de puntos o valores, cada uno de los parámetros que modelan un transistor bipolar en SPICE, como programa de simulación de circuitos.

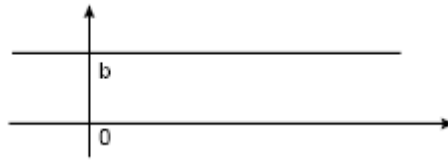
Inicialmente repasaremos una serie de conceptos matemáticos básicos, tales como la ecuación de la recta, pendiente, intercepción y trataremos con más profundidad el significado y el concepto del análisis de regresión. Por último, presentaremos un conjunto de herramientas para el análisis de datos que incorpora la hoja de cálculo Excel, que nos servirán de gran utilidad para realizar de manera rápida y cómoda estimaciones de parámetros a partir de la utilización de los conceptos previamente mencionados.

#### 3.1 Rectas y regresiones lineales

##### 3.1.1 Ecuación de la recta

Vamos a ver que, si  $a$  y  $b$  son dos números reales, el gráfico de la función  $f(x) = ax + b$  es una recta. Si  $a = 0$  entonces  $f(x) = b$  es la función constante, es

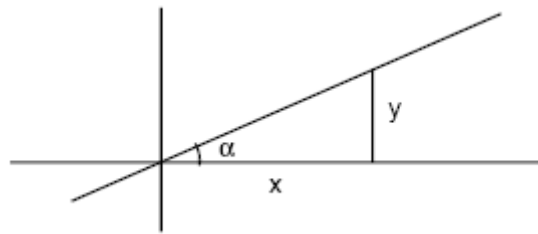
Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel  
 decir, una recta horizontal. Su gráfico, mostrado en la **Figura 3.1**, es una recta paralela al eje  $x$ .



**Figura 3.1: Función constante**

Ahora, supongamos  $a \neq 0$  y  $b = 0$ . Entonces, el gráfico de  $f(x) = ax$  es una recta que pasa por el punto  $(0,0)$ , puesto que (ver **Figura 3.2**)

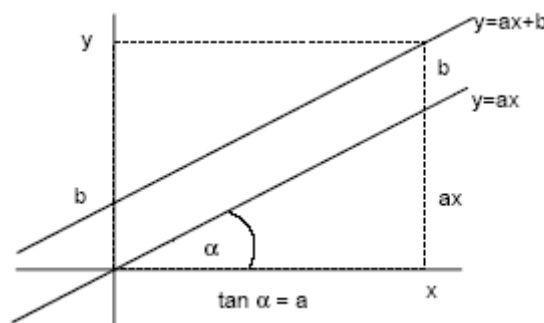
$$\text{si } x \neq 0, (x,y) \in \text{recta} \Leftrightarrow \frac{y}{x} = \tan \alpha = a$$



**Figura 3.2: Recta que pasa por el origen (0,0)**

donde el número  $a = \tan \alpha$  se conoce con el nombre de pendiente de la recta y habitualmente se suele denotar con la letra  $m$ .

Si  $a \neq 0$  y  $b \neq 0$ , entonces el gráfico de  $f(x) = ax + b$  es una recta paralela a la anterior (**Figura 3.2**) que pasa por el punto  $(0,b)$ , como en la **Figura 3.3**.



**Figura 3.3: Recta con pendiente  $a$ , que corta el eje de las ordenadas (eje  $y$ ) en el punto  $(0,b)$**

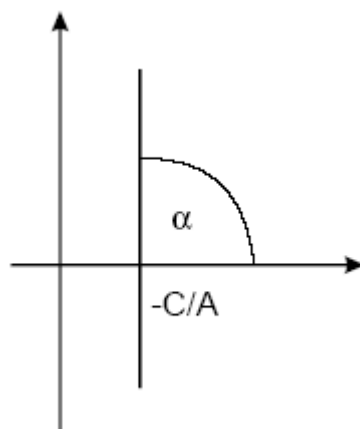
donde el número  $b$  se conoce con el nombre de punto de intersección con el eje  $y$ , es decir, el intercepto de la recta con el eje vertical. De esta manera,

queda demostrado y podemos afirmar que la ecuación  $y = ax + b$  es la ecuación de una recta, o que la recta es el lugar geométrico de los puntos del plano que satisfacen la ecuación. Esto significa que un punto  $P$ , de coordenadas  $(x_0, y_0)$ , está en la recta si y sólo si sus coordenadas satisfacen la igualdad  $y_0 = ax_0 + b$ .

Notar que en la ecuación  $y = ax + b$  aparece la  $y$  despejada. La forma general de la ecuación de una recta es  $Ax + By + C = 0$ , donde  $A$  y  $B$  no son nulas simultáneamente. Esto es así porque si  $B \neq 0$ , despejando  $y$  obtenemos  $y = -\frac{A}{B}x - \frac{C}{B}$ , que es la recta de pendiente  $-\frac{A}{B}$ .

Por otro lado, si  $B = 0$  y  $A \neq 0$  la ecuación  $Ax + b = 0$  representa la recta paralela al eje  $y$  y por el punto  $-\frac{C}{A}$ .

Una recta vertical, es decir, aquella que tiene un ángulo  $\alpha = \frac{\pi}{2}$ , diremos que tiene pendiente infinita. Esta recta vertical no es el gráfico de ninguna función, (**Figura 3.4**).



**Figura 3.4: Recta vertical**

De acuerdo con la información adquirida con anterioridad, la recta se puede representar mediante una ecuación adecuada a las necesidades del investigador. La **Tabla 3.1** resume las ecuaciones de la recta empleadas con mayor frecuencia.

Tabla 3.1 Ecuaciones de la recta

| Nº | Nombre                  | Ecuación                                                  |
|----|-------------------------|-----------------------------------------------------------|
| 1  | Punto-Pendiente         | $y - y_p = m (x - x_p)$                                   |
| 2  | Pendiente-Intersección  | $y = mx + b$                                              |
| 3  | Ecuación General        | $Ax + By + C = 0, \quad (A,B) \neq (0,0)$                 |
| 4  | Intercepto con los ejes | $\frac{x}{a} + \frac{y}{b} = 1, \quad a \neq 0, b \neq 0$ |
| 5  | Recta horizontal        | $y = b$                                                   |
| 6  | Recta vertical          | $x = a$                                                   |

donde

pendiente:  $m$

$m > 0$ , recta creciente  
 $m < 0$ , recta decreciente  
 $m = 0$ , recta horizontal  
 $m = \infty$ , recta vertical

punto conocido:  $P(x_p, y_p)$   
 corte con el eje  $y$ :  $(0, b)$   
 corte con el eje  $x$ :  $(a, 0)$

### 3.1.2 Geometría analítica

El introducir coordenadas en el plano, y caracterizar conjuntos de puntos como curvas mediante ecuaciones, nos permite estudiar las propiedades geométricas de esos conjuntos, usando para ello las propiedades de las ecuaciones que las representan. Este método se llama geometría analítica, y fue propuesto independientemente por Pierre de Fermat (1601- 1665) y por René Descartes (1596-1650).

Vamos a empezar estudiando las rectas y circunferencias en el plano. El primer problema es encontrar la ecuación de una recta que tiene ciertas propiedades o restricciones.

#### ▪ Ecuación de una recta que pasa por un punto P

Si el punto P tiene coordenadas  $(x_0, y_0)$  y la recta  $y = ax + b$  tiene que pasar por P, entonces las coordenadas  $(x_0, y_0)$  deben satisfacer la ecuación, es decir,  $y_0 = ax_0 + b$ .

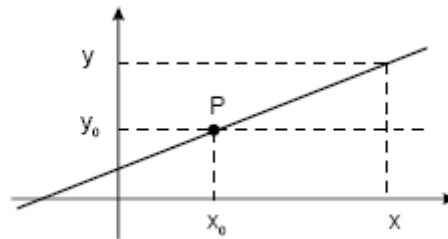
Eliminando b de las ecuaciones, esto es, restando miembro a miembro

$$y = ax + b$$

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

$$y_0 = ax_0 + b$$

obtenemos  $y - y_0 = a(x - x_0)$ , que es la ecuación general de la recta que pasa por P, (**Figura 3.5**).



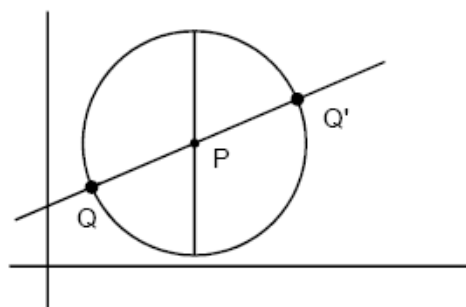
**Figura 3.5: Recta que pasa por un punto P( $x_0, y_0$ )**

Cabe observar que si la recta no es vertical, es decir,  $x - x_0 \neq 0$ , entonces podemos dividir por  $x - x_0$  y obtenemos que  $a = \frac{y - y_0}{x - x_0}$  es la pendiente de la recta.

Análogamente, si  $P_1(x_1, y_1)$  y  $P_2(x_2, y_2)$  son dos puntos diferentes cualesquiera de una recta, la pendiente de dicha recta es

$$m = \frac{y_1 - y_2}{x_1 - x_2}, \quad x_1 \neq x_2$$

Por supuesto, hay infinitas rectas que pasan por P. Cada valor arbitrario que demos a la pendiente a ( $m$ ), determina una recta por P (ver **Figura 3.6**).



**Figura 3.6: Todas las rectas que pasan por un punto P**

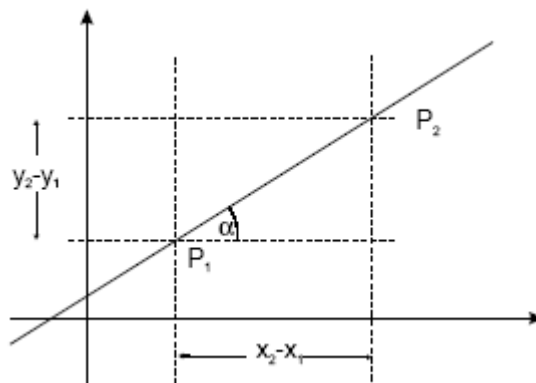
Si trazamos una circunferencia de centro P, cada recta por P está determinada por dos puntos opuestos Q y Q' en la circunferencia (**Figura 3.6**), y la recta vertical determinada por el diámetro vertical.

### ▪ Recta que pasa por dos puntos

Si tenemos dos puntos distintos,  $P_1$  de coordenadas  $(x_1, y_1)$  y  $P_2$  de coordenadas  $(x_2, y_2)$ , entonces existe una única recta que pasa por ambos puntos. Para encontrar la ecuación de esta recta, escribimos la ecuación de una recta genérica que pase por  $P_1$ :  $y - y_1 = a(x - x_1)$ , (ver **Figura 3.7**), y forzamos la condición de que esta recta pase por  $P_2$ :  $y_2 - y_1 = a(x_2 - x_1)$ . A continuación, si la recta no es vertical, es decir, si  $x_2 - x_1 \neq 0$ , podemos calcular

$$a = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} \text{ y obtenemos, de esta manera, la ecuación}$$

$$y - y_1 = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} (x - x_1)$$



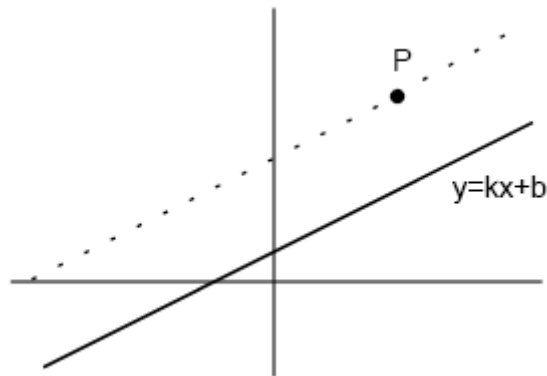
**Figura 3.7: Recta que pasa por dos puntos**

Si la recta es vertical, es decir, si  $x_2 = x_1$ , la ecuación es  $x = x_1 (= x_2)$ .

### ▪ Rectas paralelas

Dos rectas que no son verticales son paralelas si y sólo si tienen las mismas pendientes. Las ecuaciones serán  $y = ax + b$  y  $y = ax + b'$ .

Como ejemplo, vamos a hallar la ecuación de la recta paralela a una dada y que pasa por el punto  $P$  de coordenadas  $(x_0, y_0)$ . Dada la recta  $y = kx + b$ , escribimos la ecuación general de las rectas que pasan por  $P$ , (**Figura 3.8**),  $y - y_0 = a(x - x_0)$  y fijamos el valor  $a = k$ . La ecuación  $y - y_0 = k(x - x_0)$  está totalmente determinada por el valor  $k \in \mathbb{R}$ .



**Figura 3.8: Recta paralela por un punto P**

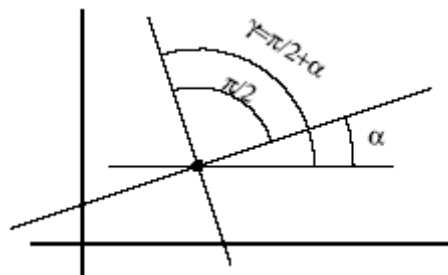
De esta manera, hemos encontrado una expresión analítica del postulado de Euclides: por un punto exterior a una recta, se puede trazar una única recta paralela a ella.

Si la recta hubiera sido vertical, de ecuación  $x = c$ , entonces la recta paralela por P hubiera tenido ecuación  $x = x_0$ .

#### ▪ Rectas perpendiculares

Veamos que dos rectas (no verticales) con pendientes  $a$  y  $a'$  son perpendiculares si y sólo si las pendientes satisfacen la relación

$$a = -\frac{1}{a'} \quad (\text{o } a' = -1), \text{ tal y como muestra la Figura 3.9.}$$



**Figura 3.9: Pendientes de rectas perpendiculares**

Si la recta  $y = a'x + b'$  es perpendicular a la recta  $y = ax + b$ , entonces

$$a' = \tan\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) = -\frac{1}{\tan \alpha} = -\frac{1}{a}$$

Por ejemplo, vamos a hallar la ecuación de la recta que pasa por  $P(x_0, y_0)$  y es perpendicular a la recta  $y = ax + b$ . Sabemos que la ecuación general de la recta

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

que pasa por el punto P es  $y - y_0 = m(x - x_0)$ . Luego, como esta recta debe ser perpendicular a la anterior, entonces

$$m = -\frac{1}{a} \text{ y, por lo tanto, la ecuación es } y - y_0 = -\frac{1}{a}(x - x_0).$$

#### ▪ Distancia entre dos puntos

La distancia  $d$  entre dos puntos  $P_1(x_1, y_1)$  y  $P_2(x_2, y_2)$  está dada por la fórmula

$$d = \sqrt{(x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2}$$

### 3.1.3 Conceptos básicos de la regresión lineal

Es posible analizar experimentos en los que se observan o se miden dos cantidades simultáneamente. Antes de empezar, conviene diferenciar entre análisis de correlación y análisis de regresión. Cuando las dos cantidades son variables aleatorias y se tiene interés en conocer el grado en el que varían conjuntamente se utiliza el análisis de correlación, mientras que cuando se intenta describir la dependencia de una variable  $Y$  (llamada variable dependiente o de respuesta) en relación a una variable independiente  $X$  (también llamada variable predictora y que se puede medir sin error apreciable), se recurre al análisis de regresión.

El término regresión fue introducido por el científico británico Sir Francis Galton (1822-1911) en su *ley de regresión universal*, según la cual

***\*\*la estatura promedio de los niños nacidos de padres de estatura dada tendía a moverse o regresar hacia la estatura promedio de la población total, generándose un fenómeno<sup>5</sup> mediante el cual los hijos altos e hijos bajos regresaban de forma similar hacia la estatura promedio de todos los padres.***

El análisis de regresión lo vamos a utilizar cuando necesitemos describir la dependencia de una variable  $Y$  (llamada variable dependiente o de respuesta) en relación a una variable independiente  $X$ .

En general, usamos el análisis de regresión para poner a prueba hipótesis acerca de la posible relación de causalidad entre dos variables  $Y$  y  $X$ , para predecir  $Y$  en términos de  $X$ , y para explicar cambios en  $Y$  en relación a cambios en  $X$ .

<sup>5</sup> Este fenómeno se conoce con el nombre de “regresión hacia la mediocridad”



## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

Una función es una relación matemática que nos permite predecir los valores de una variable  $Y$  en relación a los valores que toma una variable  $X$ . Tal relación se escribe generalmente como  $Y = f(X)$  o  $Y(X)$ .

Algunos ejemplos de relaciones funcionales simples son, por ejemplo,  $Y = X$ ,  $Y = aX$  o  $Y = aX + b$ . En todos los casos,  $Y$  es función de  $X$ , es decir,  $Y = f(X)$ .

Notar, también, que las dos primeras relaciones están caracterizadas y contenidas por la función de la forma  $Y = aX + b$ , que es la ecuación lineal más general entre dos variables. El coeficiente  $a$  representa la pendiente de la función  $Y = aX + b$  y corresponde a la primera derivada de  $Y$  respecto a  $X$ .

$$a = \frac{dY}{dX}$$

A este coeficiente también se le conoce con el nombre de coeficiente de regresión. Por otra parte,  $b$  se denomina el intercepto de  $Y$ .

### ▪ ecuación de regresión lineal

En cualquier ejemplo real, las observaciones no caen de manera perfecta a lo largo de la línea de regresión, sino que se encuentran dispersas a ambos lados de ésta, tal y como muestra la **Figura 3.10**.

El análisis de regresión empieza representando gráficamente el conjunto de valores  $XY$  sobre el plano. Este conjunto de puntos se denomina diagrama de dispersión. En un experimento, el experimentador primero selecciona  $n$  valores  $x_1, \dots, x_n$  de  $X$  y, entonces, observa  $Y$  en esos valores de  $X$ , de modo que se obtiene una muestra de la forma  $(x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots, (x_n, y_n)$ . El problema y, al mismo tiempo, objetivo de la regresión es determinar la ecuación de la recta o relación lineal aproximada que mejor se ajuste a esta nube de puntos, para poder predecir valores promedio de  $Y$  a partir de diferentes valores de  $X$ . La ecuación general de la recta de regresión será entonces de la forma:  $Y = aX + b$ .

Una vez que la evidencia exploratoria visual de los datos sugieren que efectivamente éstos pueden representarse por una línea recta, se realiza el ajuste, es decir, se obtiene la ecuación de la recta de la regresión estimada

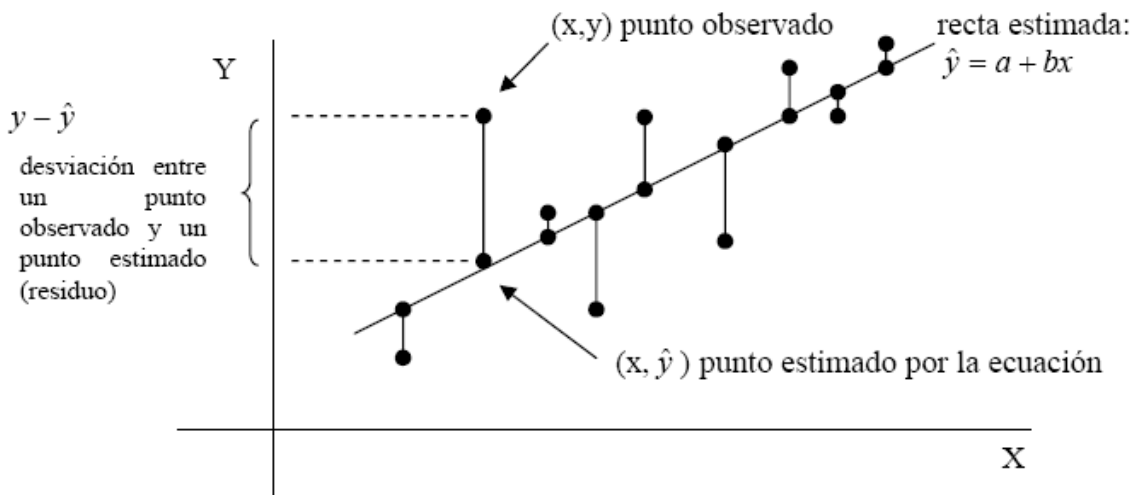
$$\hat{y} = ax + b, \text{ donde}$$

$\hat{y}$ : valor estimado por la ecuación

$a$ : coeficiente de regresión o pendiente de la recta

$b$ : punto donde la recta corta al eje vertical

$x$ : valores de la variable independiente



**Figura 3.10: Desviaciones entre los puntos observados y la recta de regresión estimada**

Antes de estimar los valores de  $a$  y  $b$  es necesario elegir el método de estimación más adecuado a nuestras necesidades. Si los puntos están dispersos, no es confiable ajustar "a ojo" y se necesita un método matemático para ajustar rectas que produzca un resultado único dependiendo sólo de los puntos. Un procedimiento ampliamente utilizado es el **método de los mínimos cuadrados**, desarrollado por Carl Friedrich Gauss (1777-1855). En la situación que se está manejando, puede enunciarse como sigue:

***\*\*Debe ajustarse la recta a través de los puntos dados de modo que la suma de los cuadrados de las distancias de esos puntos a la recta sea mínima, en donde la distancia se mide en la dirección vertical.***

Las ecuaciones para estimar los valores de  $a$  y  $b$  se obtienen mediante técnicas de cálculo diferencial, que no se discutirán ni presentarán en el presente proyecto. Así, resulta que

$$a = \frac{\sum_{k=1}^n x_k \sum_{k=1}^n y_k - n \sum_{k=1}^n x_k y_k}{\left( \sum_{k=1}^n x_k \right)^2 - n \sum_{k=1}^n x_k^2}$$

$$b = \frac{1}{n} \left( \sum_{k=1}^n y_k - a \sum_{k=1}^n x_k \right) = a\bar{x} - \bar{y}$$

donde,

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

- a: coeficiente de regresión o pendiente
- $\sum xy$ : suma de cuadrados cruzados de X e Y
- $\sum x$ : suma de las observaciones de X
- $\sum y$ : suma de las observaciones de Y
- $\sum x^2$ : suma de los cuadrados de los valores de X
- n: números de parejas que intervienen en el cálculo
- b: punto donde la recta corta al eje vertical
- $\bar{y}$ : promedio de las observaciones de la variable dependiente
- $\bar{x}$ : promedio de las observaciones de la variable independiente

### ▪ Coeficiente de determinación, $R^2$

Una vez ajustada la recta de regresión a la nube de observaciones es importante disponer de una medida que mida la bondad del ajuste realizado y que permita decidir si el ajuste lineal es suficiente o se deben buscar modelos alternativos. Como medida de bondad del ajuste se utiliza el coeficiente de determinación,  $R^2$ , definido algebraicamente como

$$R^2 = a^2 \frac{\sum_{k=1}^n x_k^2 - \frac{1}{n} \left( \sum_{k=1}^n x_k \right)^2}{\sum_{k=1}^n y_k^2 - \frac{1}{n} \left( \sum_{k=1}^n y_k \right)^2}$$

El coeficiente de determinación varía entre 0 y 1 ( $0 \leq R^2 \leq 1$ ); cuanto más cerca este de uno es mejor el ajuste del modelo a los datos.

Es oportuno indicar que el valor de  $R^2$  será confiable o creíble siempre que existan, por lo menos, 10 datos o parejas por cada parámetro que se desee estimar en el modelo. Por este motivo, a continuación se escribe la expresión para calcular el denominado coeficiente de determinación ajustado o corregido,  $R_A^2$

$$R_A^2 = 1 - \frac{n-1}{1-p} (1-R^2)$$

donde,

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

$R_A^2$ : coeficiente de determinación ajustado  
 $n$ : número de parejas  
 $p$ : número de parámetros estimados en el modelo  
 $R^2$ : coeficiente de determinación

#### ▪ Coeficiente de correlación, $r$

Otro coeficiente a tener en cuenta es el de correlación. Este coeficiente es una buena medida de la bondad del ajuste de la recta de regresión y una medida de la relación lineal entre las variables  $X$  e  $Y$ .

$$r = \pm\sqrt{R^2}, \text{ por tanto } r \in [-1,1].$$

En la interpretación del coeficiente de correlación se debe tener en cuenta que:

- ✓  $r = \pm 1$  indica una relación lineal exacta positiva (creciente) o negativa (decreciente),
- ✓  $r = 0$  indica la no existencia de relación lineal estocástica, pero no indica independencia de las variables ya que puede existir una relación no lineal incluso exacta,
- ✓ valores intermedios de  $r$  ( $0 < r < 1$  ó  $-1 < r < 0$ ) indican la existencia de una relación lineal estocástica, más fuerte cuanto más próximo a  $+1$  (ó  $-1$ ) sea el valor de  $r$ .

#### ▪ Interpretación de los residuos

Las propiedades teóricas de los residuos permiten que su utilización sea práctica, es decir, que solamente mediante una gráfica se pueden obtener resultados concluyentes.

Se define como residuo a la diferencia entre el valor observado de  $Y$  y el valor predicho por ajuste, es decir,

$$\hat{e}_i = y_i - \hat{y}_i; \quad i = 1, \dots, n$$

donde  $y_i$  es el valor observado y  $\hat{y}_i$  el valor estimado por la ecuación.

#### ▪ Variantes de la regresión lineal

A partir de la función exponencial  $y = c e^{ax}$  y tomando logaritmos neperianos en los dos miembros, resulta  $\ln y = ax + \ln c$ . Si ponemos ahora  $X = x$  e  $Y = \ln y$ , obtenemos la relación lineal  $Y = ax + b$ , donde  $b = \ln c$ .

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

De la misma manera, la función potencial  $y = c x^a$  se puede transformar en  $\log y = a \log x + \log c$ . Si usamos las nuevas variables  $X = \log x$ , e  $Y = \log y$ , obtenemos la relación lineal  $Y = aX + b$ , donde  $b = \log c$ .

Estas transformaciones, tal y como veremos en posteriores capítulos, no serán de grandísima utilidad para poder extraer y estimar parámetros a partir del análisis de regresión.

## 3.2 Herramientas Excel

Una fórmula es un resumen matemático compacto de cómo están relacionadas las cantidades. En este capítulo hay muchas fórmulas. A menos que se sepa de dónde vienen cada una de ellas, podemos llegar a confundirnos y desanimarnos conforme se vayan acumulando, y eso sin tener en cuenta el tiempo empleado hasta poder llegar a un resultado concluyente.

Afortunadamente, existen en el mercado programas que contienen funciones y herramientas destinadas a resolver problemas de muy diversa índole según las necesidades de cada usuario. Así, para el caso que nos ocupa, presentaremos una serie de herramientas y funciones que incorpora la hoja de cálculo Excel<sup>6</sup>. Estas herramientas y funciones nos resultarán idóneas para obtener de manera instantánea, automática y eficaz una gran cantidad de estimaciones de parámetros a partir de la utilización del análisis de regresión.

La hoja de cálculo Excel proporciona un conjunto de herramientas para el análisis de los datos (denominado Herramientas para análisis) que podrá utilizar para ahorrar pasos en el desarrollo de análisis estadísticos o técnicos complejos. Cuando utilice una de estas herramientas, deberá proporcionar los datos y parámetros para cada análisis; la herramienta utilizará las funciones de macros estadísticas o técnicas correspondientes y, a continuación, mostrará los resultados en una tabla de resultados.

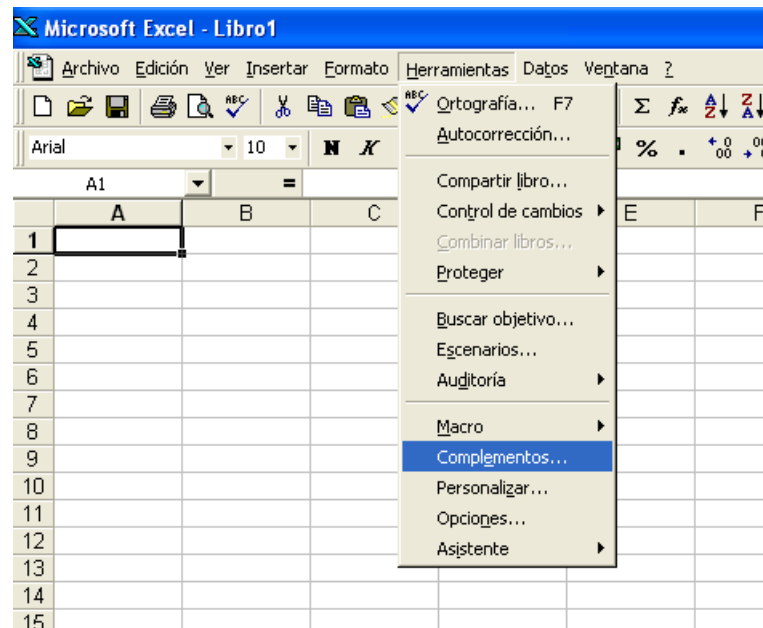
Algunas herramientas generan gráficos además de tablas de resultados.

Para poder usar metodologías de análisis estadístico en Excel es necesario agregar algunos complementos que básicamente son macros automáticas elaboradas para facilitar los cálculos. Casi siempre será necesario agregar estos complementos a la versión de Excel instalada en nuestro PC.

La **Figura 3.11** muestra el camino a seguir para agregar un complemento en Excel.

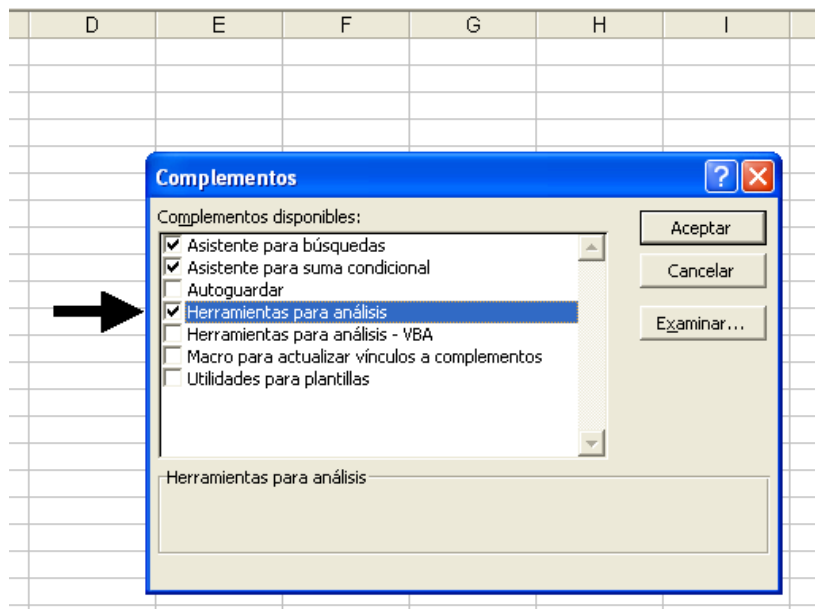
<sup>6</sup> Excel es un programa registrado por Microsoft Corporation

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel



**Figura 3.11: Localización de los complementos en Excel**

De la ventana que se despliega nos interesa particularmente el complemento de Herramientas para análisis, tal y como muestra la **Figura 3.12**, aunque, dependiendo de nuestros intereses, podremos marcar cualquier otra casilla.

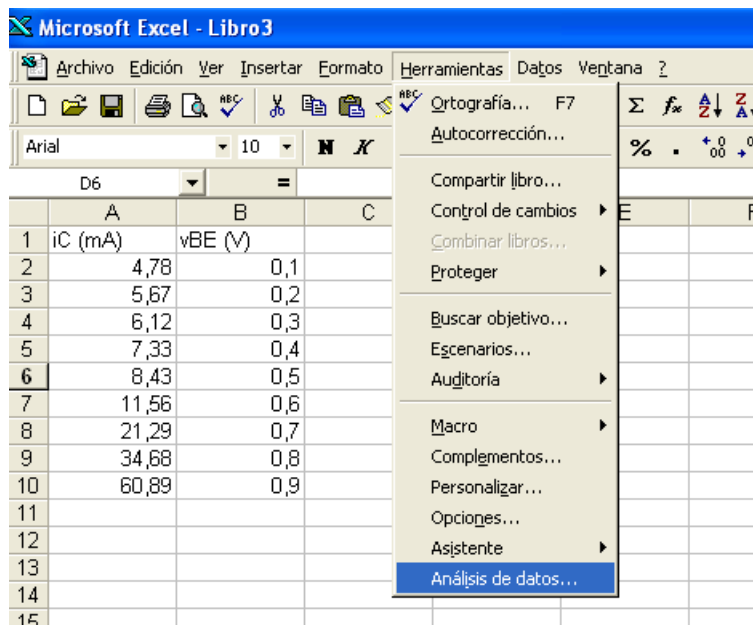


**Figura 3.12: Modo de incluir el complemento Herramientas para análisis**

Una vez marcado o seleccionado el complemento Herramientas para análisis, podemos observar como en el menú Herramientas aparece la alternativa Análisis de datos.

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

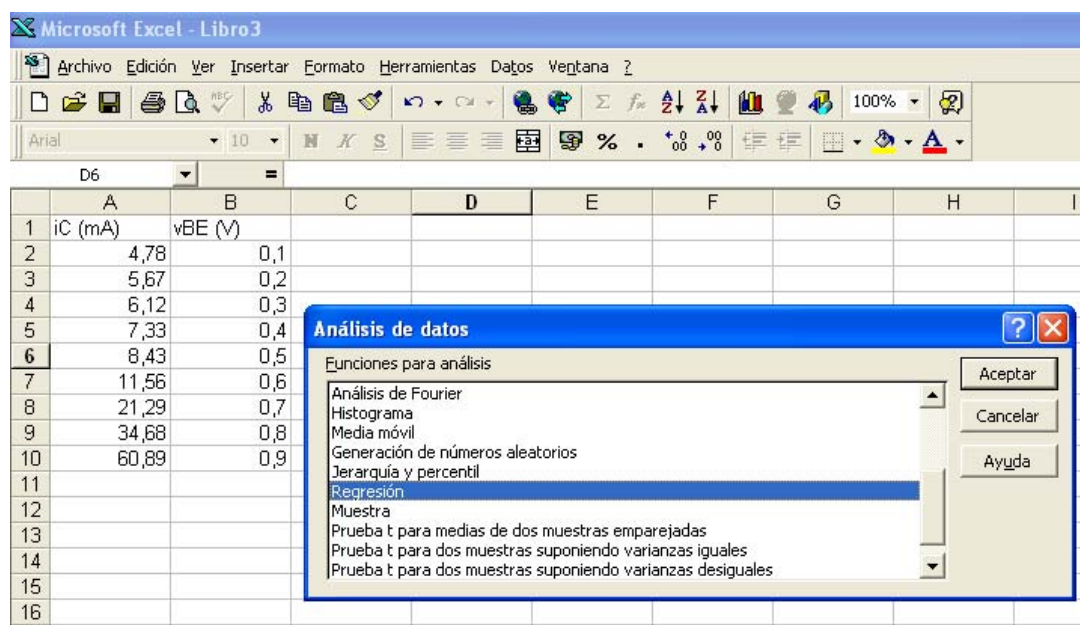
Previo a solicitar la opción de análisis de datos, será necesario e imprescindible que nuestras variables estén ordenadas en columnas, tal y como se ilustra en la **Figura 3.13**.



**Figura 3.13: Introducción de los datos a utilizar en el análisis**

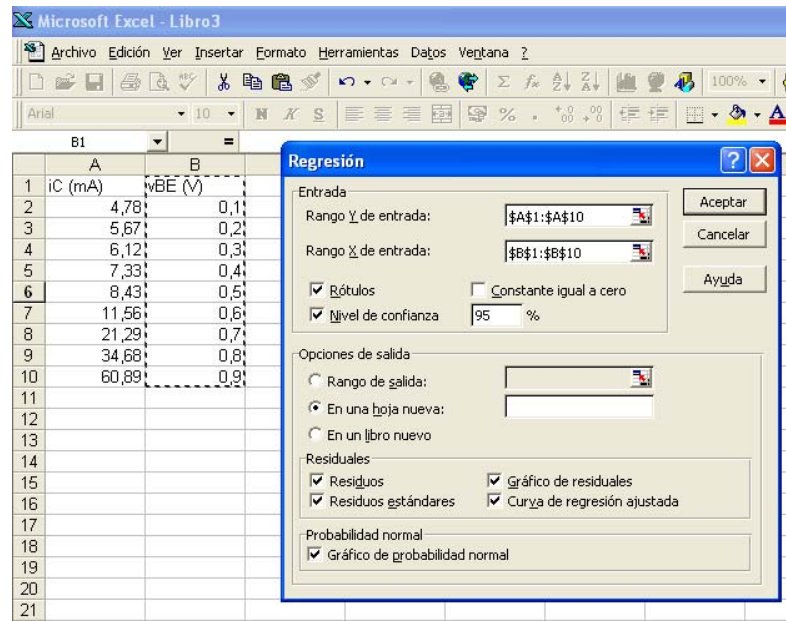
La acción anterior desplegará un cuadro de diálogo donde se pregunta por el tipo de análisis a realizar. Escoger Regresión y luego Aceptar (ver **Figura 3.14**).

Esta herramienta realiza un análisis de regresión lineal utilizando el método de los "mínimos cuadrados" para ajustar una línea a una serie de observaciones.



**Figura 3.14: Modo de escoger el análisis de regresión**

Por último, nos aparecerá el cuadro de diálogo de la **Figura 3.15**, en cual presenta varias alternativas y que deberán rellenarse de acuerdo a la ilustración.

**Figura 3.15: Configuración del análisis de regresión**

Por otro lado, Excel incorpora una serie de funciones estadísticas, las cuales son resumidas en el **Apéndice 12.2** de este proyecto.

Las funciones son fórmulas predefinidas que ejecutan cálculos utilizando valores específicos, denominados argumentos, en un orden determinado que se denomina sintaxis. La sintaxis de una función comienza por el nombre de la función, seguido de un paréntesis de apertura, los argumentos de la función separados por comas y un paréntesis de cierre. Si la función inicia una fórmula, escriba un signo igual (=) delante del nombre de la función.

Para obtener una información más detallada de las funciones estadísticas que incorpora Excel se recomienda situarse sobre la función deseada y pulsar la tecla de ayuda F1 del teclado.



## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

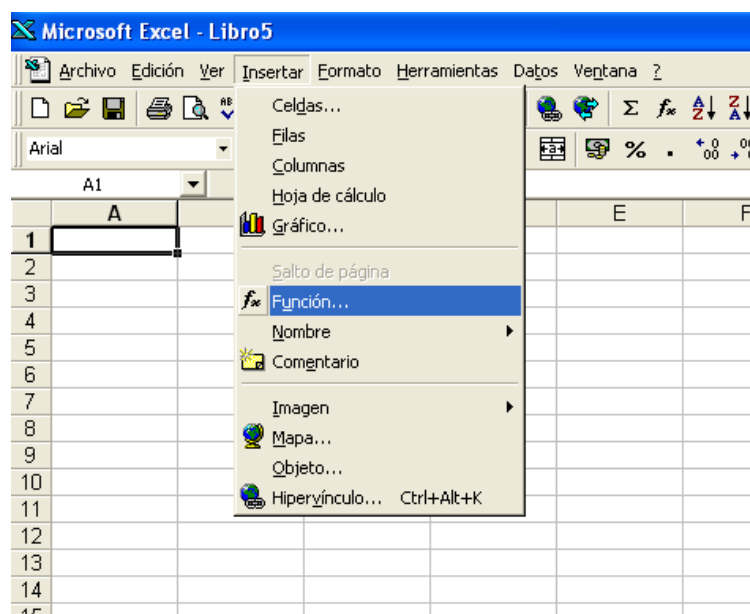


Figura 3.16: Selección del modo insertar funciones

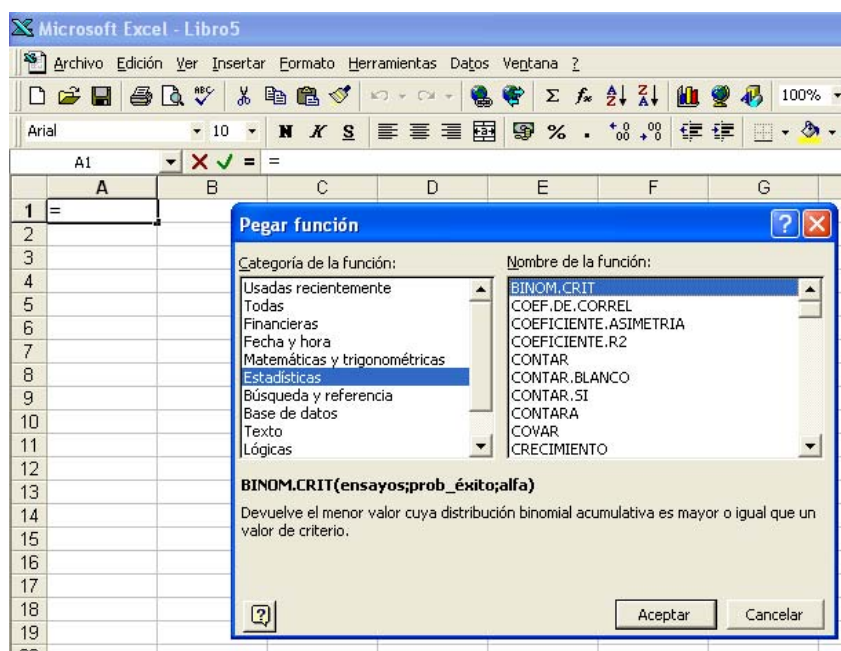


Figura 3.17: Elección de funciones estadísticas en Excel

### ▪ Análisis de regresión múltiple

Hasta ahora hemos hablado del caso del análisis de regresión lineal simple,

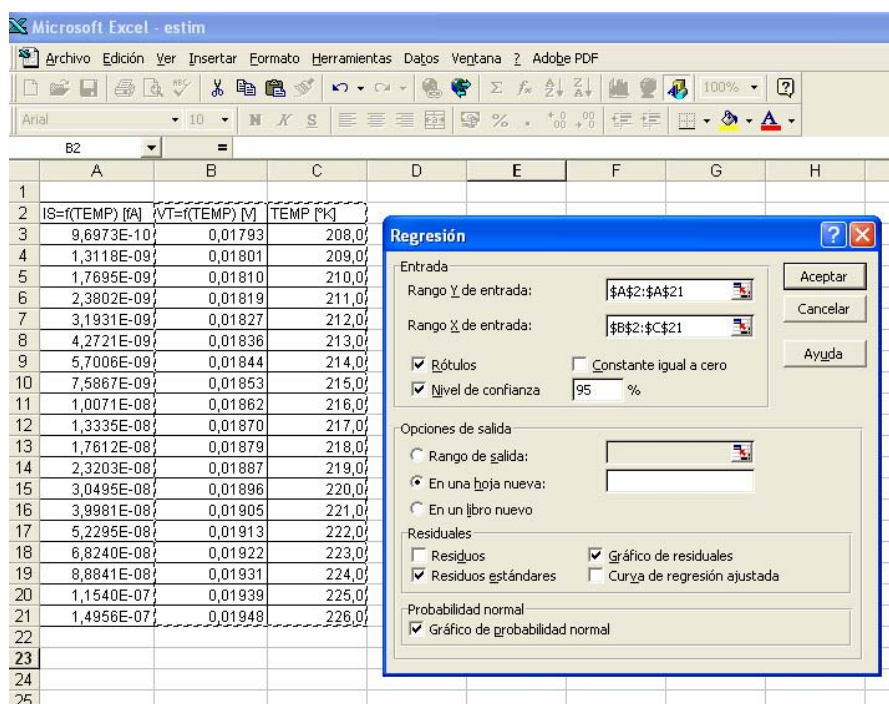
$$y = b + a_1x_1 + a_2x_2 + \dots + a_kx_k;$$

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

donde  $b$  es el punto donde la recta corta el eje  $y$ ,  $a_1...a_k$  los coeficientes de  $x_1...x_k$ , respectivamente, y la variable dependiente y  $x_1...x_k$  las variables independientes.

En el caso del análisis de regresión lineal múltiple se procede de la misma manera que en el caso de la regresión lineal simple.

Notar en la **Figura 3.18** como se seleccionan todas las celdas, incluidos rótulos, que contienen los datos de las variables independientes en el rango X de entrada. Las celdas de las columnas B y C contienen los datos de las variables independientes.



**Figura 3.18: Ejemplo de uso del análisis de regresión lineal múltiple**

## 4.Extracción de los parámetros DC

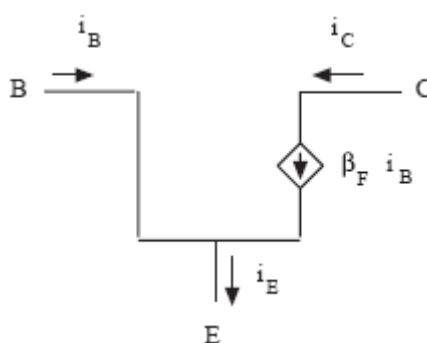
El modelo del transistor bipolar utilizado en SPICE 2G.6 contiene 41 parámetros, de los cuales 13 representan el comportamiento completo en DC (continua). El objetivo del presente capítulo es ofrecer al lector una visión clara y concisa del origen teórico de cada uno de ellos, para acabar describiendo las técnicas de extracción o estimación de los mismos.

Los parámetros DC que modelan el transistor bipolar en SPICE son los parámetros IS, BF, NF, BR, NR, ISE, NE, ISC, NC, VAF, VAR, IKF e IKR. En algunas obras se engloban dentro de este grupo los 5 parámetros relacionados con los efectos de las resistencias parásitas ( $R_E$ ,  $R_C$ ,  $R_B$ ,  $R_{BM}$  e  $I_{RB}$ ).

### 4.1 Conceptos básicos del transistor bipolar

El transistor bipolar es un dispositivo de tres terminales denominados emisor, base y colector. La propiedad más destacada de este dispositivo es que aproxima una fuente dependiente de corriente: dentro de ciertos márgenes, la corriente en el terminal de colector es controlada por la corriente en el terminal de base.

En una primera aproximación el transistor bipolar puede modelarse por el circuito representado en la **Figura 4.1**. La corriente de colector viene fijada por una fuente dependiente de corriente, cuyo valor es controlado por la corriente de base.



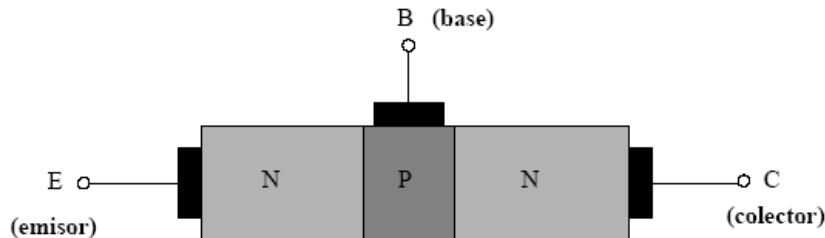
**Figura 4.1: Comportamiento idealizado del transistor bipolar**

Observando la **Figura 4.1**, la corriente de base y colector se suman para formar la corriente de emisor (las dos son entrantes).

Este modelo sumamente simplificado podría denominarse "transistor idealizado". Sin embargo, existen modelos del transistor bipolar más

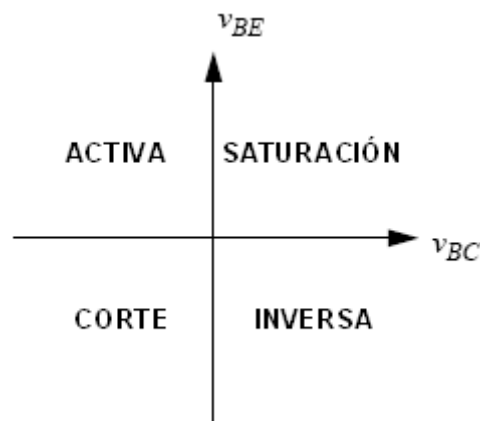
Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel aproximados a la realidad, tal y como se ilustró en el capítulo anterior de este proyecto. Para profundizar sobre la justificación física de estos modelos se recomienda la lectura [8].

En la **Figura 4.2** se identifican las uniones base-emisor (B-E) y base-colector (B-C) del transistor bipolar.



**Figura 4.2: Identificación de las uniones base-emisor (B-E) y base-colector (B-C)**

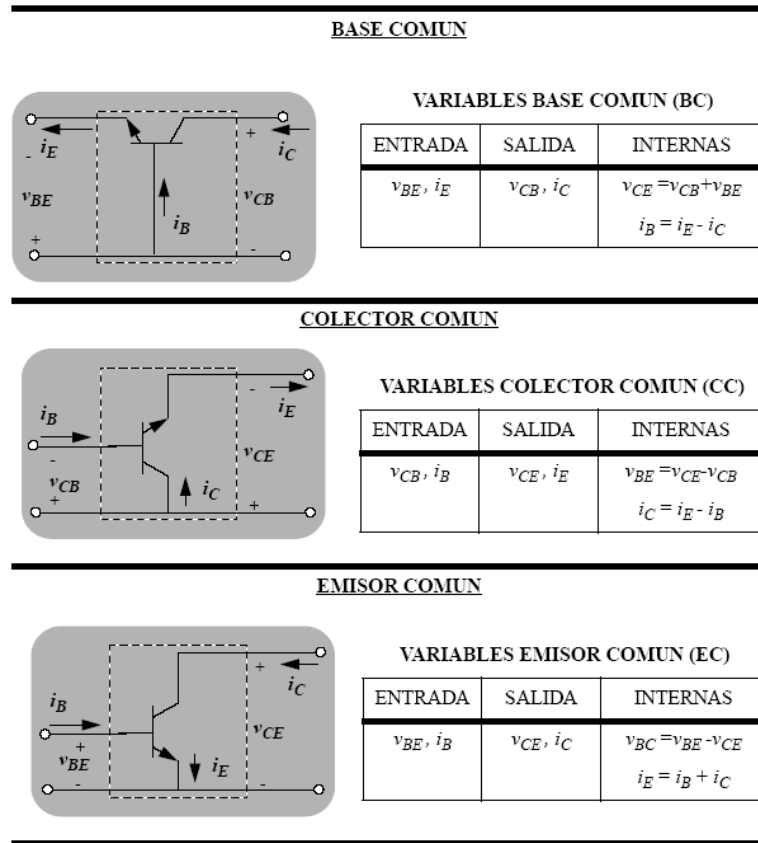
Según las polarizaciones de las dos uniones PN se dice que el transistor bipolar trabaja en determinados *modos o regiones de funcionamiento*, los cuales se indican en la **Figura 4.3**.



**Figura 4.3: Regiones de funcionamiento del transistor bipolar**

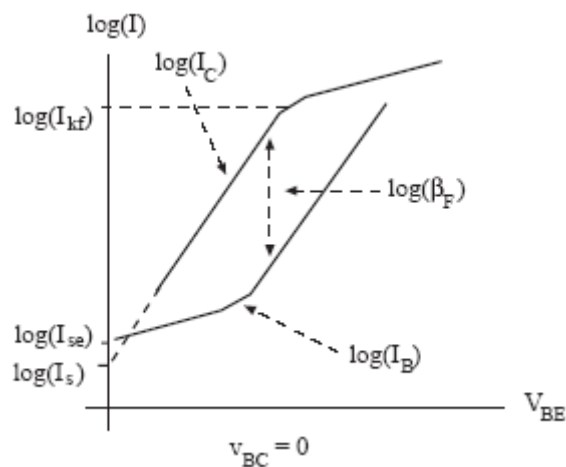
Con frecuencia, cuando el transistor bipolar aparece en un circuito electrónico, se dan unas conexiones típicas que se denominan *base común*, *emisor común* y *colector común*. En la configuración base común (BC) el terminal de base es común a la "entrada" y a la "salida", tal y como se indica en la **Figura 4.4**. En la configuración emisor común (EC), el terminal común es el emisor y, por último, en colector común (CC) lo es el colector. Cabe indicar que la configuración EC es la más habitual.

# Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel



**Figura 4.4: Configuraciones básicas del transistor bipolar**

Una manera muy útil de presentar el comportamiento de un transistor bipolar en continua es mediante las gráficas de Gummel-Poon<sup>7</sup>. Estas gráficas consisten en la representación de las curvas  $\log(i_C) = f(v_{BE})$  y  $\log(i_B) = f(v_{BE})$ , para una tensión  $v_{BE}$  positiva y para un valor determinado de  $v_{BC}$ .

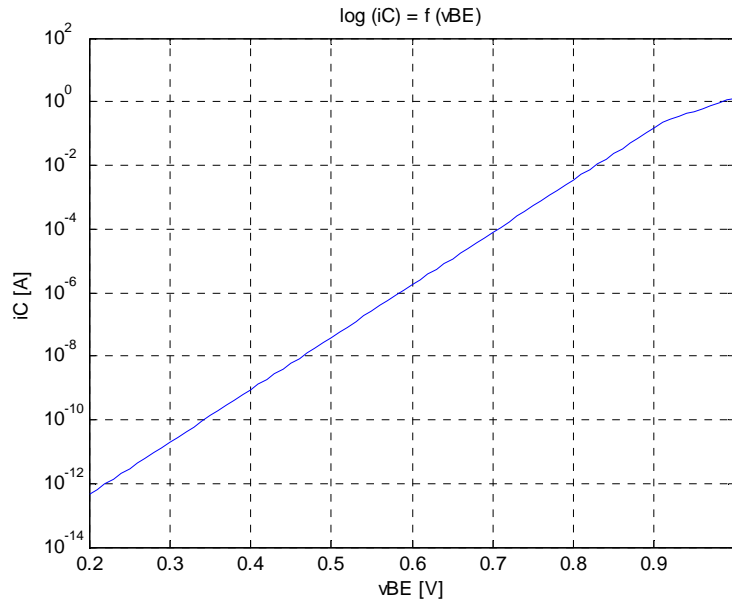


**Figura 4.5: Gráficas de Gummel-Poon de un transistor bipolar real**

<sup>7</sup> Gummel plots

## 4.2 Extracción de los parámetros $I_S$ y $N_F$

Para llevar a cabo la estimación o extracción de los parámetros  $I_S^8$  y  $N_F^9$ , en primer lugar se obtiene la curva  $\log(i_C) = f(v_{BE})$ , para una tensión  $v_{BE}$  positiva y para un valor  $v_{BC} = 0$  V (ver **Figura 4.6**).



**Figura 4.6:** Curva  $\log(i_C) = f(v_{BE})$

Una muy buena aproximación es considerar que el parámetro  $N_F$  se calcula a partir de la pendiente de la parte lineal del logaritmo de la corriente de colector y el parámetro  $I_S$  como el punto de intersección con el eje de ordenadas, es decir, el valor de la corriente de colector para  $v_{BE} = 0$  V.

Para modelar  $I_S$  y  $N_F$  y para que la extracción sea válida es necesario e imprescindible trabajar en el rango de valores correspondiente a la zona de baja y media corriente de colector. En esta región, los efectos típicos de las altas corrientes, tales como la influencia de la resistencia óhmica  $R_E$  o el efecto de IKF, pueden ser omitidos.

Partiendo de la ecuación general del modelo de Gummel-Poon (G-P) para la corriente de colector [5] y siguiendo las premisas que se detallan, la ecuación para  $i_C$  se puede simplificar como **(4.1)**.

$$i_C = I_S e^{\left(\frac{v_{BE}}{N_F V_T}\right)} \quad (4.1)$$

<sup>8</sup> transport saturation current

<sup>9</sup> forward current emission coefficient

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

donde  $V_T$  es la tensión térmica **(4.2)** y  $v_{BE}$ , para que la extracción sea válida, varía entre 0.2 V (eliminamos el efecto del ruido) y 0.7 V (omitimos los efectos de la alta corriente de colector).

$$V_T = \frac{k_B T}{q} \quad (4.2)$$

con  $k_B = 1.3807 \cdot 10^{-23}$  J/K (constante de Boltzmann),  $q = 1.602 \cdot 10^{-19}$  C (carga del electrón) y  $T$  la temperatura de operación del transistor en Kelvin ( $\cong 300$  °K).

Para extraer los parámetros  $I_S$  y  $N_F$  recurriremos al análisis de regresión, introducido en el **Capítulo 3** de este proyecto y, de esta forma, obtener una relación lineal entre los valores medidos de  $i_C$  y los valores de  $v_{BE}$ .

Así, a partir de la función exponencial **(4.1)** y tomando logaritmos en ambos miembros, resulta

$$\log(i_C) = \log(i_S) + \frac{V_{BE}}{N_F V_T} \log(e) \quad (4.3)$$

o, lo que es lo mismo,

$$\log(i_C) = \log(i_S) + \frac{1}{2.3026 N_F V_T} v_{BE} \quad (4.4)$$

Finalmente, realizando el siguiente cambio de variables obtenemos la relación lineal deseada

$$y = b + m x \quad (4.5)$$

$\log(i_C)$

$\log(I_S)$

$\frac{1}{2.3026 N_F V_T}$

$v_{BE}$

Comparando **(4.4)** y **(4.5)** resulta que  $b = \log(I_S)$  y  $m = \frac{1}{2.3026 N_F V_T}$ .

Por lo tanto, si ahora despejamos las variables o parámetros de interés, es decir,  $I_S$  y  $N_F$ , se obtiene

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

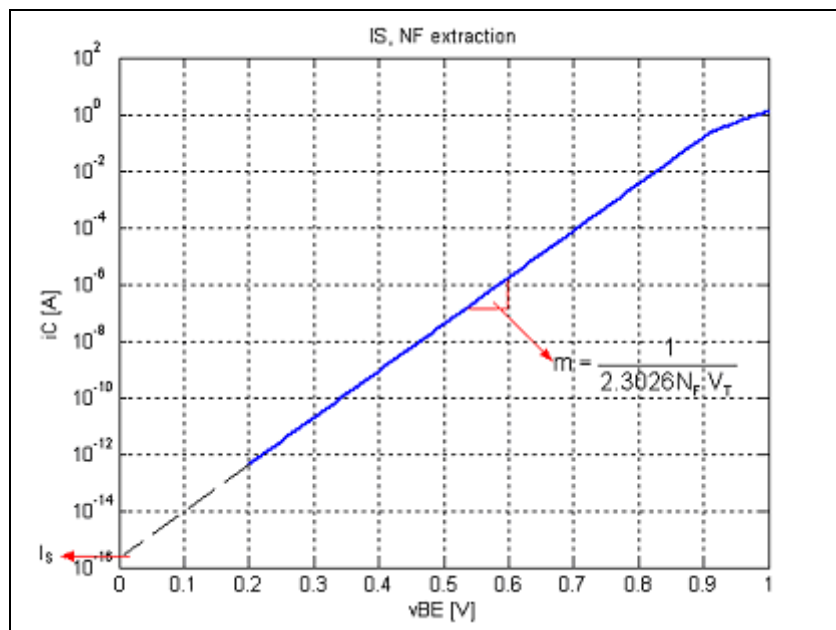
$$I_s = 10^b \quad (4.6)$$

y

$$N_F = \frac{1}{2.3026 m V_T} \quad (4.7)$$

Tal y como muestra la **Figura 4.7**, el parámetro  $N_F$  se calcula a partir de la pendiente de la parte lineal del logaritmo de  $i_C$  y el parámetro  $I_S$  como el punto de intersección con el eje de ordenadas, es decir, el valor de la corriente de colector para  $v_{BE} = 0$  V **(4.8)**.

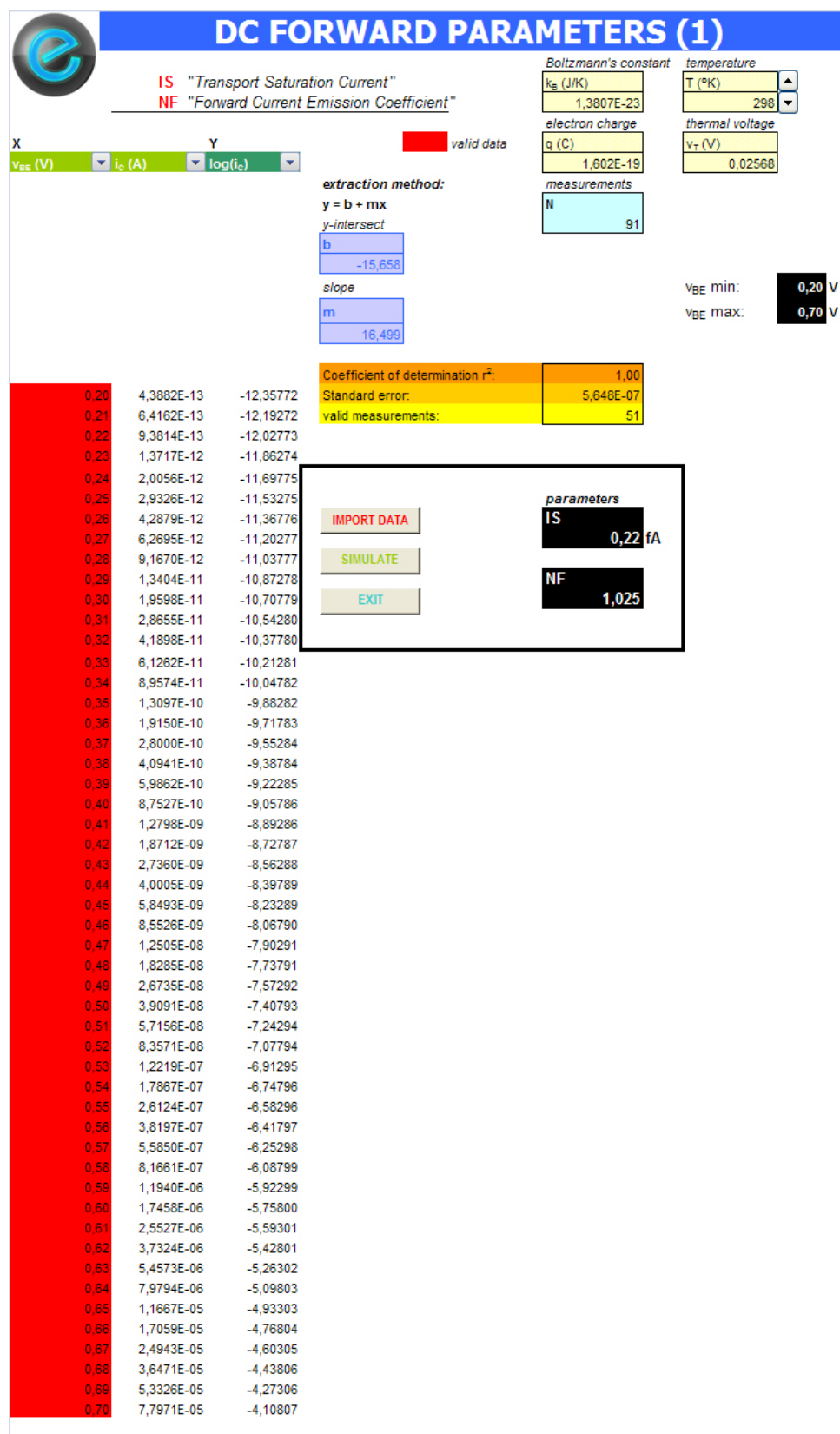
$$i_C|_{v_{BE}=0} = I_S e^{\left(\frac{v_{BE}}{N_F V_T}\right)} = I_S \quad (4.8)$$



**Figura 4.7: Extracción de los parámetros  $I_S$  y  $N_F$**

Por último, la **Figura 4.8** muestra la extracción de los parámetros  $I_S$  y  $N_F$  utilizando el programa estimador de parámetros SPICE **estim**. Tal y como se puede observar, el valor de los parámetros es idéntico al proporcionado por *Infineon Technologies* en su hoja de datos para el transistor de silicio-germanio BFP620F (ver **Apéndice 12.1**).





**Figura 4.8: Estimación de los parámetros IS y NF mediante el programa estim**

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

El parámetro  $I_S$  suele tomar un valor muy pequeño (del orden de  $10^{-15}$  A), mientras que el coeficiente de emisión  $N_F$  es adimensional y suele tomar un valor  $\cong 1$ .

### 4.3 Extracción de los parámetros $B_F$ , $I_{SE}$ y $N_E$

El punto de partida para extraer los parámetros  $B_F^{10}$ ,  $I_{SE}^{11}$  y  $N_E^{12}$  son las curvas  $\log(i_C) = f(v_{BE})$  y  $\log(i_B) = f(v_{BE})$ . Estas curvas son mostradas de manera simultánea en la **Figura 4.9**, para una tensión  $v_{BC} = 0$  V.

De la misma manera que en caso de la extracción de los parámetros  $I_S$  y  $N_F$ , trabajaremos con datos correspondientes a niveles bajos de corriente de base y colector. En esta zona se pueden omitir los efectos de las altas corrientes, tal y como se comentó con anterioridad.

Esto nos permite simplificar la ecuación de la corriente de base como

$$i_B = \frac{I_S}{B_F} e^{\left(\frac{v_{BE}}{N_F V_T}\right)} + I_{SE} e^{\left(\frac{v_{BE}}{N_E V_T}\right)} \quad (4.9)$$

o bien, lo que es lo mismo,

$$i_B = \frac{i_C}{B_F} + I_{SE} e^{\left(\frac{v_{BE}}{N_E V_T}\right)} \quad (4.10)$$

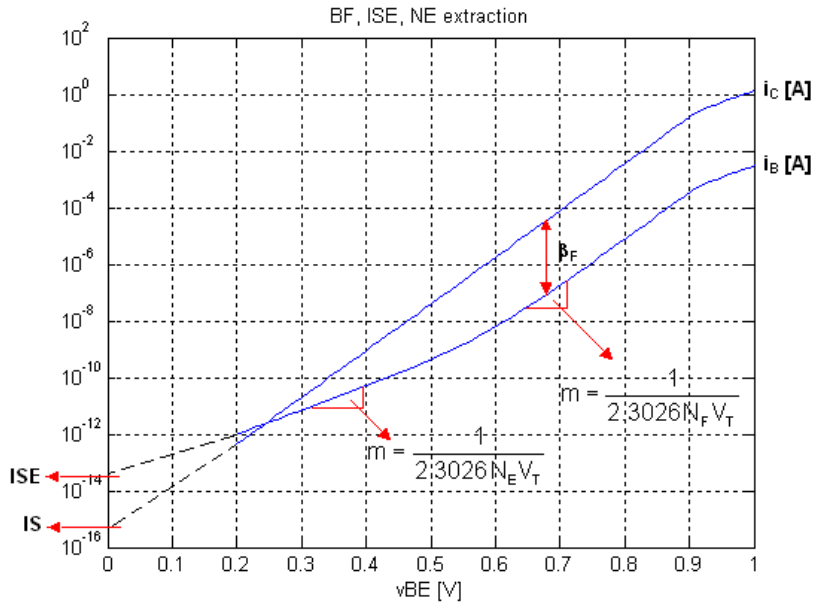
Se suele considerar que la entrada del transistor está formada por los terminales de base y emisor y su salida por los de colector y emisor. La relación que existe entre la corriente y la tensión de entrada ( $i_B, v_{BE}$ ) suele darse en forma gráfica mediante las denominadas *curvas características de entrada*, y la relación entre la corriente y tensión de salida ( $i_C, v_{CE}$ ) mediante las *curvas características de salida*. Se sabe que la curva característica de entrada es independiente de  $v_{CE}$ . La característica de salida viene dada por rectas horizontales (fijado un valor de  $i_B$ , la corriente de colector es independiente de la tensión de salida). La corriente de colector es constante y vale  $\beta_F$  veces la de base.

<sup>10</sup> ideal maximum forward beta

<sup>11</sup> B-E leakage saturation current

<sup>12</sup> B-E leakage emission coefficient

# Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel



**Figura 4.9: Extracción de los parámetros BF, ISE y NE**

El parámetro  $\beta_F$  tiene el significado físico de "ganancia" de corriente del transistor bipolar en la configuración de emisor común. Por tanto, en la región activa de funcionamiento, la ganancia de corriente viene dada por **(4.11)**.

$$\beta_F = \beta_{DC} = \frac{i_C}{i_B} \quad (4.11)$$

Como  $\beta_F$  es  $i_C$  dividido por  $i_B$ , resulta **(4.12)** y, por lo tanto, el  $\log(\beta_F)$  viene dado por la separación vertical entre las curvas de las corrientes de colector y base (ver **Figura 4.9**).

$$\log(\beta_F) = \log(i_C) - \log(i_B) \quad (4.12)$$

En el modelo del transistor ideal se suponía que  $\beta_F$  era constante. Sin embargo, cuando se miden las corrientes de un transistor real queda de manifiesto que este parámetro depende de  $v_{BE}$ . Para valores pequeños de esta tensión, la corriente  $i_B$  presenta una pendiente menor que para valores grandes. Esto implica un valor de  $\beta_F$  menor para tensiones  $v_{BE}$  pequeñas. Del mismo modo ocurre con la corriente  $i_C$  para tensiones  $v_{BE}$  mayores. A partir de un cierto valor, su pendiente se reduce, la cual cosa lleva implícita también la disminución de  $\beta_F$  (ver **Figura 4.10**). Dicho de otra forma, la variación de  $\beta_F$  con  $i_C$  se debe a la distinta dependencia de las corrientes de base y colector del transistor real con las tensiones aplicadas a las uniones. En la **Figura 4.9** se representa el logaritmo de  $i_C$  y el de  $i_B$  en función de  $v_{BE}$  para  $v_{BC} = 0$  V. El transistor opera en

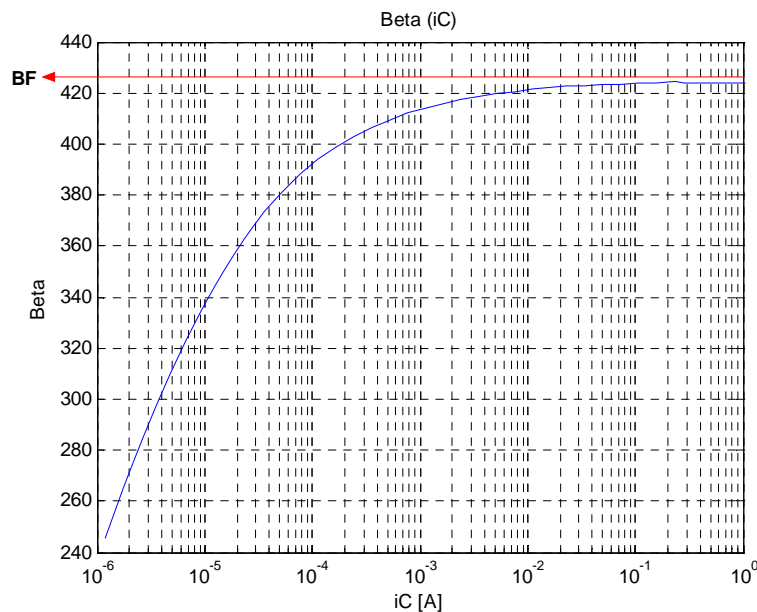
Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

modo activo y que la separación vertical entre las dos gráficas es  $\log(\beta_F)$ , ya que  $\log(i_C) - \log(i_B)$  es igual a  $\log(i_C/i_B)$  y por tanto es  $\log(\beta_F)$ . La separación vertical entre las curvas  $i_C$  e  $i_B$  varía con  $v_{BE}$ , por lo que la gráfica de la **Figura 4.9** es otra manera de representar la variación de  $\beta_F$  con  $i_C$  dada por la **Figura 4.10**. La disminución de la pendiente de  $i_C$  para altos niveles de corriente es responsable de la disminución de  $\beta_F$  para altos valores de  $i_C$ . El comportamiento de  $i_B$  en bajos niveles de corriente es responsable de la disminución de  $\beta_F$  para valores pequeños de  $i_C$ .

La ganancia de corriente  $\beta_F$  también se conoce con el nombre de  $h_{fe}$  (4.13), ya que se corresponde aproximadamente a la ganancia de corriente directa que se obtiene del modelo en parámetros h (híbridos) del transistor bipolar cuando es representado como un bipuerto. Notar que el subíndice  $e$  de  $h_{fe}$  viene dado por estar el transistor configurado en emisor común.

$$h_{fe} = \beta_{AC} = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \right|_{\Delta v_{CE}=0} \quad (\text{con } v_{CE} \text{ constante}) \quad (4.13)$$

Tener en cuenta que la ganancia de corriente directa  $\beta_F$  polarizando el transistor con  $v_{BC} = 0$  V es algo mayor que el máximo de  $h_{fe}$  (ver **Figura 4.10**).



**Figura 4.10:**  $\beta_F = f \log(i_C)$

Para tensiones  $v_{BE}$  lo suficientemente pequeñas, se puede aproximar la curva  $\log(i_B) = f(v_{BE})$  por una recta cuya pendiente es igual a (4.14).

$$m = \frac{1}{2.3026 N_E V_T} \quad (4.14)$$

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

Asimismo, se puede prolongar la recta que aproxima la curva obtenida en la determinación de  $N_E$ , siendo el punto de corte con el eje de ordenadas el valor de  $I_{SE}$  (ver **Figura 4.9**).

A partir de la ecuación (4.9), el punto de intersección con el eje de ordenadas de la curva  $i_B = f(v_{BE})$  de la **Figura 4.9**, es decir, el valor de la corriente de base para  $v_{BE} = 0$  V tomará el valor

$$i_B|_{v_{BE}=0} = \frac{I_S}{B_F} e^{\left(\frac{v_{BE}}{N_F V_T}\right)} + I_{SE} e^{\left(\frac{v_{BE}}{N_E V_T}\right)} \bigg|_{v_{BE}=0} = \frac{I_S}{B_F} + I_{SE} \quad (4.15)$$

Asimismo, examinado detenidamente (4.15) se puede deducir que el punto de intersección con el eje de ordenadas de la curva  $i_B = f(v_{BE})$  toma el valor aproximado de  $I_{SE}$ , siendo el error que se comete en la extracción del parámetro prácticamente despreciable.

$$i_B|_{v_{BE}=0} \cong I_{SE} \quad (4.16)$$

Por lo tanto, para tensiones  $v_{BE}$  muy pequeñas la ecuación (4.9) se puede aproximar como (4.17).

$$i_B \cong I_{SE} e^{\left(\frac{v_{BE}}{N_E V_T}\right)} \quad (4.17)$$

De este modo, a partir de la función exponencial (4.17) y tomando logaritmos en ambos miembros, resulta

$$\log(i_B) = \log(I_{SE}) + \frac{v_{BE}}{N_E V_T} \log(e) \quad (4.18)$$

o, lo que es lo mismo,

$$\log(i_B) = \log(I_{SE}) + \frac{1}{2.3026 N_E V_T} v_{BE} \quad (4.19)$$

Finalmente, realizando el siguiente cambio de variables obtenemos la relación lineal deseada

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

$$y = b + m x \quad (4.20)$$

$\log(i_B)$ 
 $\log(I_{SE})$ 
 $\frac{1}{2.3026 N_E V_T}$ 
 $V_{BE}$

donde  $b = \log(I_{SE})$  y  $m = \frac{1}{2.3026 N_E V_T}$ .

Por lo tanto, si ahora despejamos las variables o parámetros de interés, es decir,  $I_{SE}$  y  $N_E$ , se obtiene

$$I_{SE} = 10^b \quad (4.21)$$

y

$$N_E = \frac{1}{2.3026 m V_T} \quad (4.22)$$

Una vez obtenidos los valores de los parámetros  $I_{SE}$  y  $N_E$ , el parámetro  $B_F$  puede ser fácilmente estimado a partir de (4.10).

$$i_B = \frac{i_C}{B_F} + I_{SE} e^{\left(\frac{V_{BE}}{N_E V_T}\right)} \Rightarrow i_B - I_{SE} e^{\left(\frac{V_{BE}}{N_E V_T}\right)} = \frac{i_C}{B_F} = i_C \frac{1}{B_F}$$

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

$$y = b + m x \quad (4.23)$$

$i_B - I_{SE} e^{\left(\frac{V_{BE}}{N_E V_T}\right)}$

$0$

$\frac{1}{B_F}$

$i_C$


donde  $b = 0$  y  $m = \frac{1}{B_F}$ .

Si ahora despejamos el parámetro de interés, es decir,  $B_F$ , resulta

|                     |               |
|---------------------|---------------|
| $B_F = \frac{1}{m}$ | <b>(4.24)</b> |
|---------------------|---------------|

Finalmente, la **Figura 4.11** muestra el método de extracción de los parámetros  $I_{SE}$ ,  $N_E$  y  $B_F$  utilizando el programa estimador de parámetros SPICE **estim**. Tal y como se puede observar, el valor de los parámetros es idéntico al proporcionado por *Infineon Technologies* en su hoja de datos para el transistor de silicio-germanio BFP620F (ver **Apéndice 12.1**).

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel



## DC FORWARD PARAMETERS (2)

ISE "B-E Leakage Saturation Current"  
NE "B-E Leakage Emission Coefficient"

Boltzmann's constant  
k<sub>B</sub> (J/K) 1,3807E-23

electron charge  
q (C) 1,602E-19

temperature  
T (°K) 298

thermal voltage  
V<sub>T</sub> (V) 0,02568

X

| V <sub>BE</sub> (V) | i <sub>B</sub> (A) | log (i <sub>B</sub> ) |
|---------------------|--------------------|-----------------------|
| 0,10                | 1,4720E-13         | -12,8321              |
| 0,11                | 1,7880E-13         | -12,7476              |
| 0,12                | 2,1730E-13         | -12,6629              |
| 0,13                | 2,6400E-13         | -12,5784              |
| 0,14                | 3,2080E-13         | -12,4938              |
| 0,15                | 3,8970E-13         | -12,4093              |
| 0,16                | 4,7360E-13         | -12,3246              |
| 0,17                | 5,7540E-13         | -12,2400              |
| 0,18                | 6,9920E-13         | -12,1554              |
| 0,19                | 8,4960E-13         | -12,0708              |
| 0,20                | 1,0320E-12         | -11,9863              |
| 0,21                | 1,2550E-12         | -11,9014              |
| 0,22                | 1,5250E-12         | -11,8167              |
| 0,23                | 1,8530E-12         | -11,7321              |
| 0,24                | 2,2520E-12         | -11,6474              |
| 0,25                | 2,7370E-12         | -11,5627              |

valid data

extraction method:  
y = b + mx  
y-intersect  
b -13,679  
slope  
m 8,462

Coefficient of determination r<sup>2</sup>: 1,00  
Standard error: 1,306E-04  
valid measurements: 16

measurements  
N 91

V<sub>BE</sub> min: 0,10 V  
V<sub>BE</sub> max: 0,25 V

parameters

ISE 21,0 fA

NE 2,0

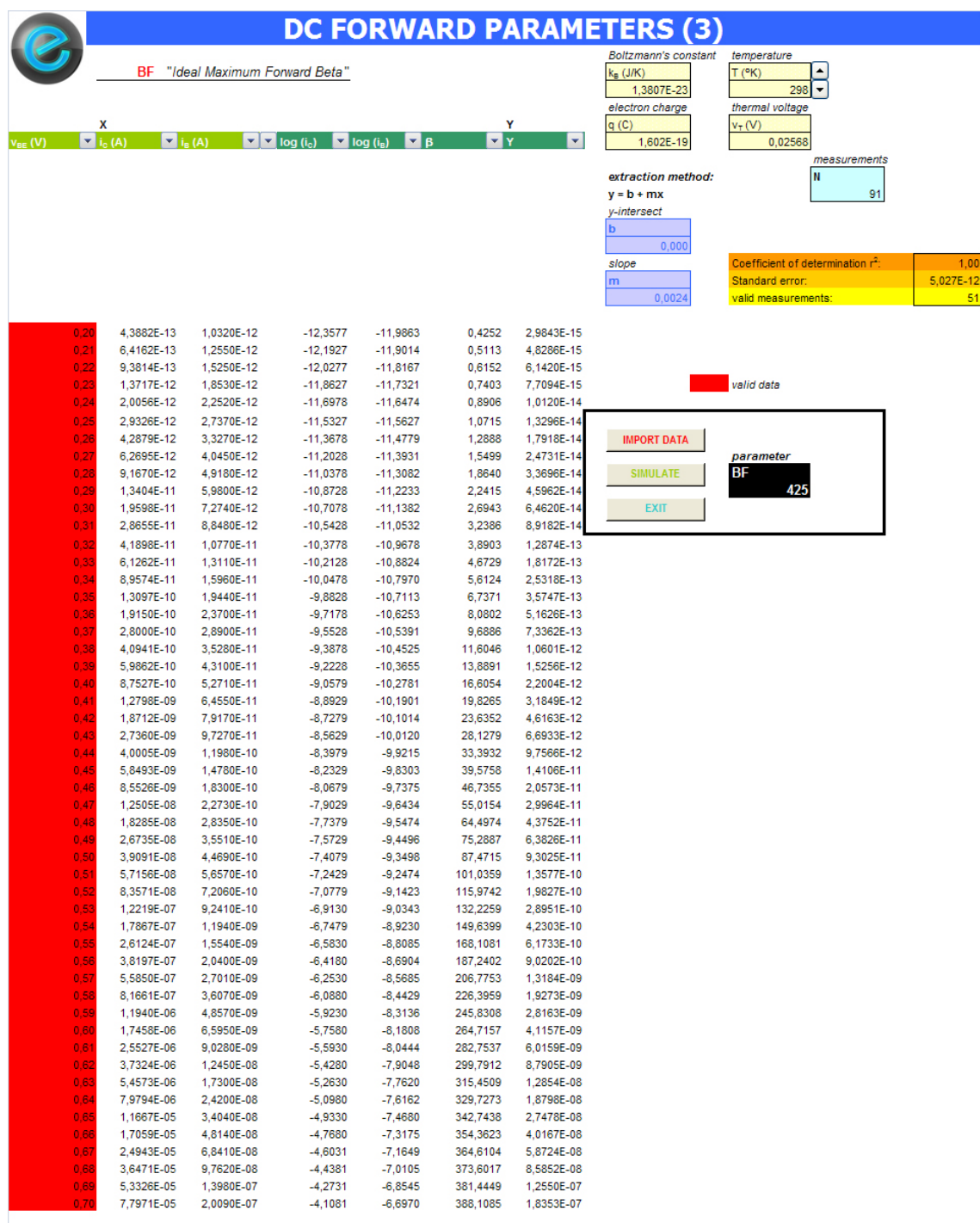
IMPORT DATA

SIMULATE

EXIT



# Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

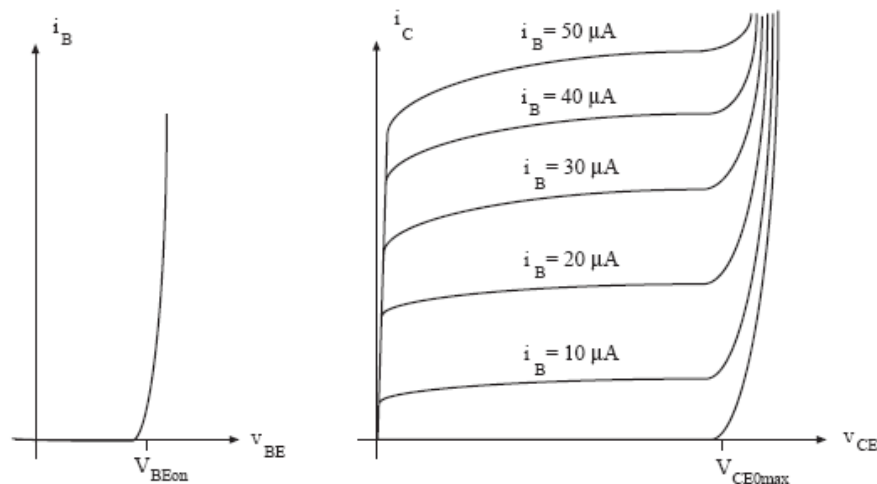


**Figura 4.11: Estimación de los parámetros BF, ISE y NE mediante el programa estim**

El parámetro ISE suele tomar un valor mayor que el parámetro IS, de ahí que sea válida la aproximación **(4.17)**. El coeficiente de emisión NE es adimensional y suele tomar un valor  $\cong 2$ .

## 4.4 Extracción del parámetro VAF

Cuando se miden las curvas características de un transistor real (**Figura 4.12**) suelen aparecer algunas diferencias o desviaciones que, si bien no son muy importantes, indican que el modelo del transistor ideal o teórico no representa el comportamiento exacto del dispositivo real.



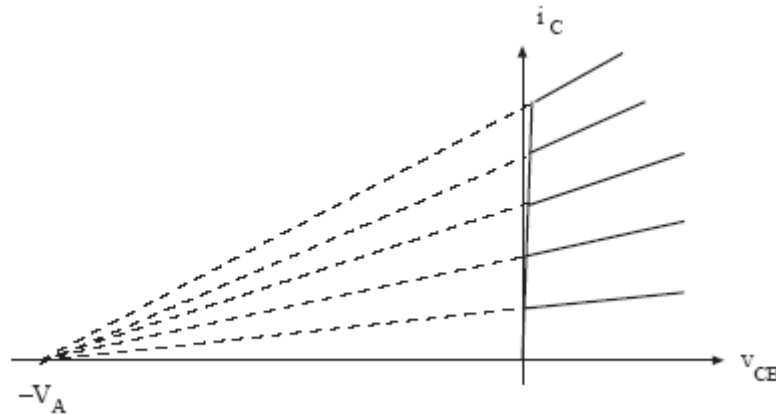
**Figura 4.12: Curvas características típicas de un transistor bipolar real**

Una diferencia entre ambas curvas es que para tensiones  $v_{CE}$  elevadas, las corrientes del transistor aumentan abruptamente. Esto es debido a que la unión base-colector entra en su región de ruptura. Otra desviación entre las curvas experimentales y el modelo descrito está en el ligero aumento de  $i_C$  con  $v_{CE}$  en la región activa. Este fenómeno se denomina *efecto Early* e implica un aumento del parámetro  $\beta_F$  con la tensión  $v_{CE}$  (en la región activa  $\beta_F$  viene dado por  $i_C/i_B$ ). Para modelar este efecto se suelen aproximar las curvas de salida en la región activa por segmentos de rectas cuya prolongación corta al eje de abscisas en un punto  $v_{CE} = -V_A$ , según se indica en la **Figura 4.13**. La tensión  $V_A$  se denomina tensión Early.

Para más información sobre la naturaleza de este fenómeno se recomienda la lectura de la referencia [6]. Asimismo puede ser interesante consultar la referencia [7], que describe un nuevo método para determinar tanto la tensión de Early directa ( $VAF^{13}$ ) como la inversa ( $VAR^{14}$ ) y la aproximación utilizada en el modelo Gummel-Poon para modelar tal efecto.

<sup>13</sup> forward Early voltage

<sup>14</sup> reverse Early voltage



**Figura 4.13: Modelización del efecto Early**

A partir de la ecuación del modelo de Gummel-Poon para la corriente de colector [5] y tomando las aproximaciones que se describen, la ecuación para  $i_C$  se puede simplificar como (4.25).

$$i_C = \frac{2I_S e^{\left(\frac{V_{BE}}{N_F V_T}\right)}}{1 + \sqrt{1 + 4 \frac{I_S}{I_{KF}} e^{\left(\frac{V_{BE}}{N_F V_T}\right)}}} \frac{1}{V_{AF}} (V_{AF} + v_{CE}) \quad (4.25)$$

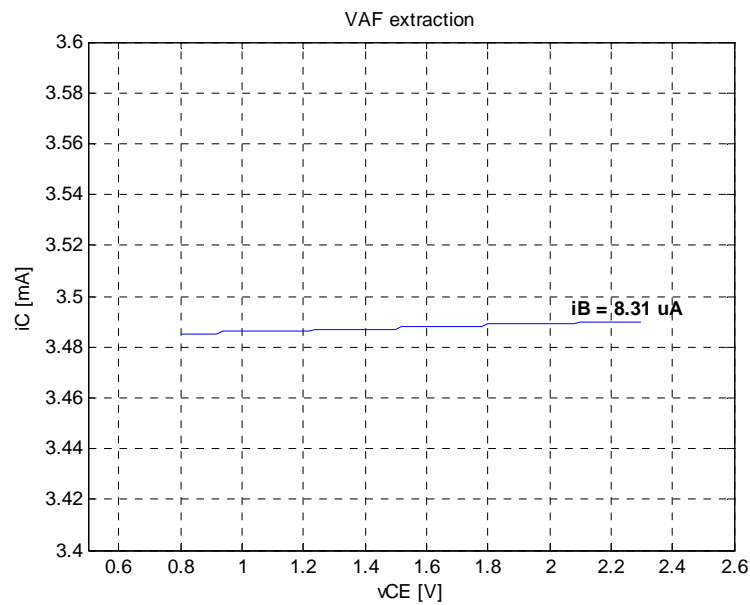
Otra aproximación válida y ampliamente utilizada para la corriente de colector es la mostrada en (4.26), extraída de [6].

$$i_C = I_S e^{\left(\frac{V_{BE}}{N_F V_T}\right)} \left[ 1 + \frac{v_{CE}}{|V_A|} \right] \quad (4.26)$$

Ambas expresiones modelan la influencia de  $v_{CE}$  sobre la corriente de colector.

La **Figura 4.14** muestra la curva  $i_C = f(v_{CE})$  para una corriente de base  $i_B = 8.31 \mu A$ . Para se ha utilizado el transistor NPN de silicio-germanio BFP620F de *Infineon Technologies*. Notar que  $i_C$  aumenta ligeramente con  $v_{CE}$ , y dado que en la región activa  $i_C = \beta_F i_B$ , se dice que el efecto Early produce un aumento efectivo de  $\beta_F$ .

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel



**Figura 4.14: Estimación del parámetro VAF**

Por último, la **Figura 4.15** muestra la extracción del parámetro VAF utilizando el programa estimador de parámetros SPICE **estim**. Tal y como se puede observar, el valor estimado es el mismo que el proporcionado por *Infineon Technologies* en su hoja de datos para el transistor de silicio-germanio BFP620F (ver **Apéndice 12.1**).

# Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

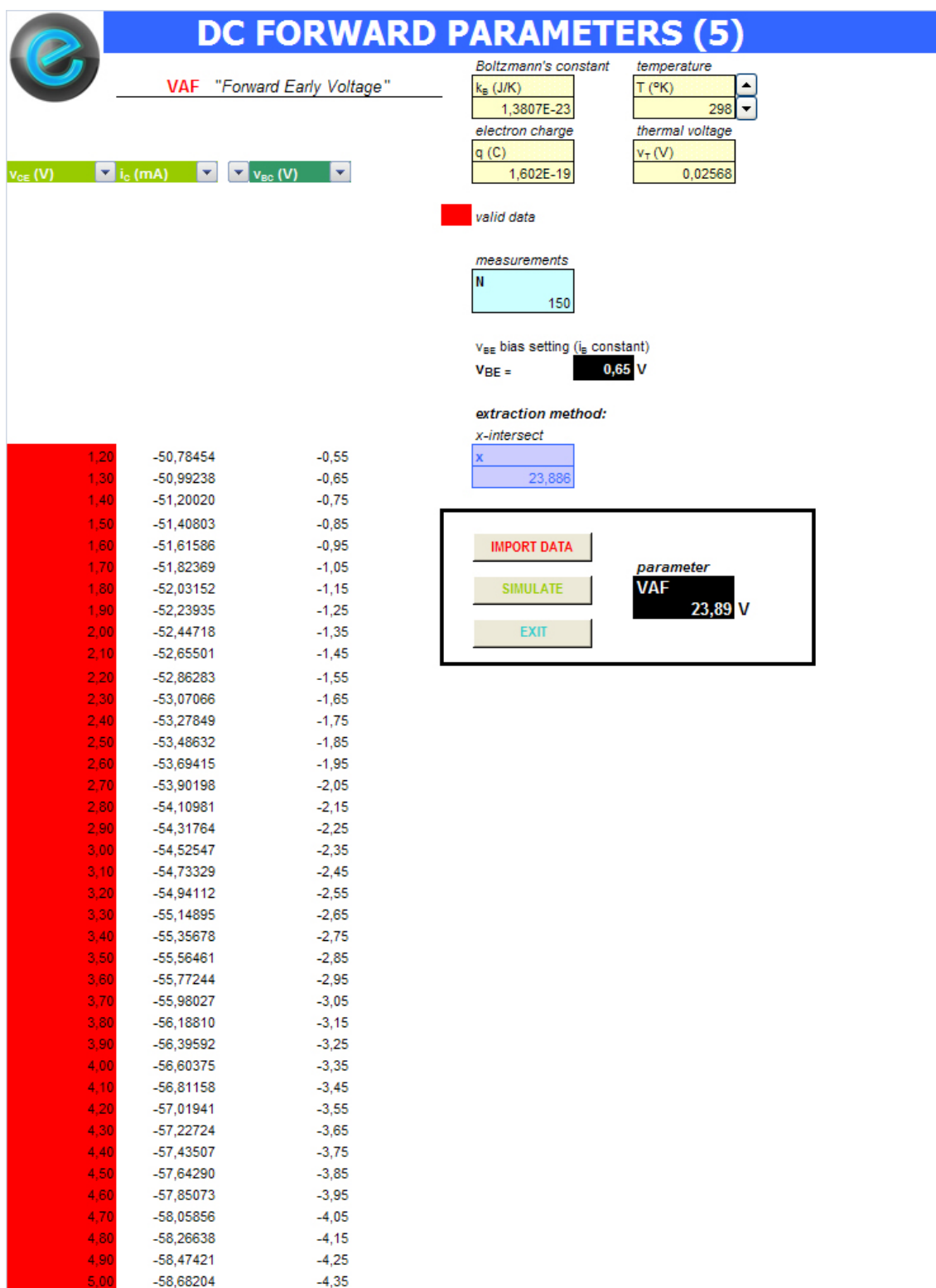


Figura 4.15: Estimación del parámetro VAF mediante el programa estim

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

Para calcular el punto donde la prolongación del segmento de recta corta al eje de abscisas en un punto  $v_{CE} = -V_{AF}$  se ha usado la función estadística *INTERSECCIÓN.EJE(conocido\_y;conocido\_x)*, que calcula el punto en el cual una línea intersectará el eje Y usando una línea de regresión optimizada trazada a través de los valores conocidos de X e Y. Notar que para el caso que nos ocupa basta con cambiar el orden de los argumentos para obtener el punto en el cual la línea intersectará, en este caso, el eje X.

## 4.5 Extracción del parámetro IKF

El parámetro  $IKF^{15}$  se refiere a la corriente de codo a alta corriente, a partir de la cual la ganancia de corriente  $\beta_F$  empieza a decaer.

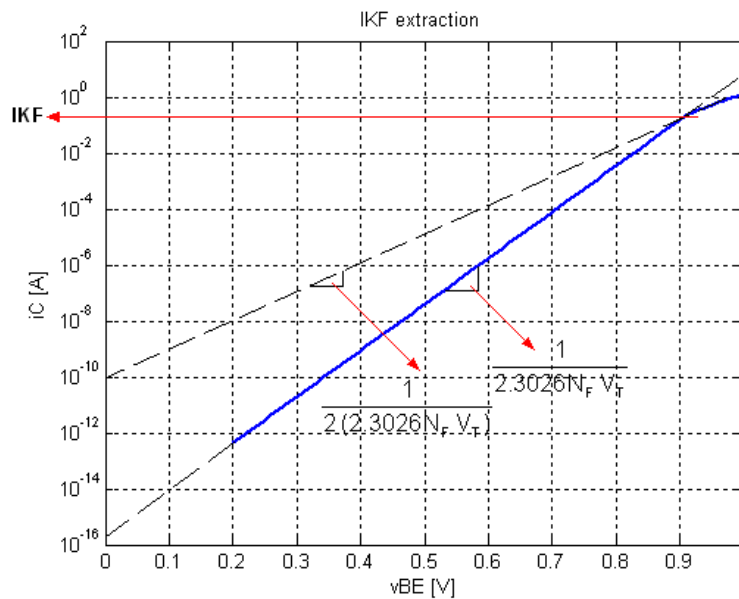


Figura 4.16: Extracción del parámetro IKF

A partir de [5], se pueden considerar dos casos al modelar la corriente de colector.

$i_c < IKF$  ("low current range")

$$i_c = I_s e^{\frac{v_{BE}}{NF V_T}} \quad (4.27)$$

$i_c > IKF$  ("high current range")

<sup>15</sup> corner for forward beta high current roll-off

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

$$i_C = \sqrt{IKF I_S} e^{\frac{V_{BE}}{2NF V_T}} \quad (4.28)$$

Según las ecuaciones (4.27) y (4.28), para corrientes de colector altas, es decir, para valores de  $i_C$  por encima de  $IKF$ , la pendiente de la curva  $i_C(V_{BE})$  cae a la mitad, tal y como muestra la **Figura 4.16**.

La **Figura 4.16** muestra la curva correspondiente a la representación de  $i_C(V_{BE})$ , con escala lineal en el eje de abscisas (eje x,  $V_{BE}$ ) y logarítmica en el eje de ordenadas (eje y,  $i_C$ ).

Según [5], para tensiones  $V_{BE} \leq 0.7$  V se eliminan los efectos de las altas corrientes. Sin embargo, otras fuentes utilizan el valor de la corriente de colector donde la ganancia de corriente cae a la mitad de su valor máximo.

En este proyecto, tal y como muestra la **Figura 4.16**, se aproxima el rango de corrientes de colector altas con una línea recta y se obtiene el valor de  $IKF$  a partir de la intersección de esta línea con la prolongación del final del rango de corrientes de colector bajas.

Para obtener el punto de interés  $i_C = IKF$  se procede como se describe en los siguientes párrafos.

En primer lugar, se obtienen las ecuaciones de las rectas que rigen el comportamiento de ambas regiones. Para ello, elegimos dos pares de puntos que nos aseguren que estamos dentro de cada región, sin la necesidad de saber cuál es el límite entre ambas (consultar **Cápitulo 3** de este proyecto).

$$(i) \quad y|_{i_C < IKF} = b + mx = -15.6575 + 16.4992 x$$

$$(ii) \quad y|_{i_C > IKF} = b + mx = -8.1298 + 8.2496 x$$

El siguiente paso es resolver el sistema de ecuaciones resultante de (i) y (ii).

$$\left. \begin{array}{l} y = -15.6576 + 16.4993x \\ y = -8.1298 + 8.2496x \end{array} \right\} \Rightarrow x = 0.9124, y = -0.6020$$

El punto (0.9124, -0.6020), por tanto, corresponde al punto de intersección de ambas rectas. De esta manera, podemos calcular el valor de  $IKF$  como

$$\log(IKF) = -0.6020 \rightarrow IKF = 10^{-0.6020} = 0.25 \text{ A}$$

Finalmente, la **Figura 4.17** muestra la extracción del parámetro  $IKF$  utilizando el programa estimador de parámetros SPICE **estim**. Tal y como se puede observar, el valor del parámetro estimado es idéntico al proporcionado

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel por *Infineon Technologies* en su hoja de datos para el transistor de silicio-germanio BFP620F (ver **Apéndice 12.1**).

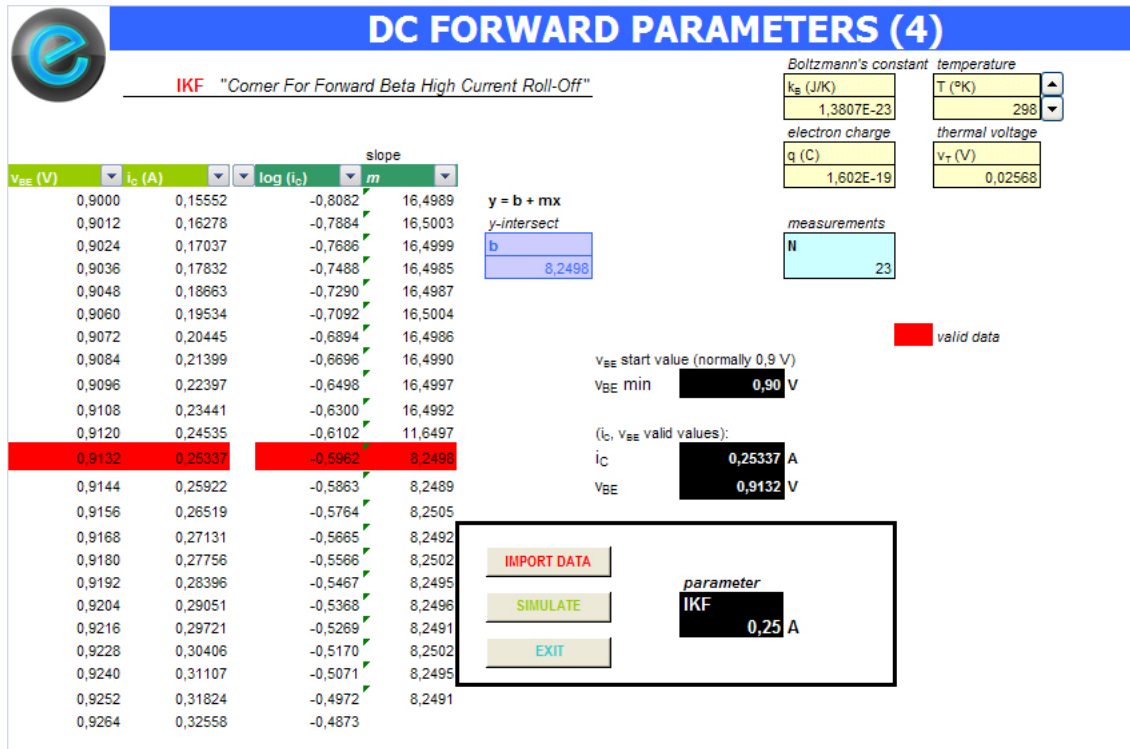


Figura 4.17: Estimación del parámetro IKF mediante el programa estim

## 4.6 La región de funcionamiento inversa del transistor bipolar

Se dice que un transistor bipolar trabaja en la región inversa cuando su unión B-E está polarizada en inversa y su unión B-C está polarizada en directa (ver **Figura 4.3**). De esta forma, idealmente, se cumple que  $v_{BC} > 0$  V y  $v_{BE} \leq 0$  V.

El transistor se comporta como si estuviera trabajando en la región activa, pero intercambiando los terminales de emisor y colector. El efecto más notable de trabajar en esta región de funcionamiento es la disminución de la ganancia de corriente en continua. Esto se debe a que se sustituye  $\beta_F$  por  $\beta_R$ . Es evidente que, al ser  $\beta_R$  muy inferior a  $\beta_F$ , no suele resultar interesante trabajar en esta región.

Para extraer o estimar los parámetros SPICE cuando el transistor bipolar trabaja en la región inversa de funcionamiento, basta con seguir el mismo procedimiento que el llevado a cabo para extraer los parámetros en directa,



intercambiando los terminales de emisor y colector. Así, por ejemplo, donde antes se hablaba de la curva  $\log(i_C) = f(v_{BE})$ , para una tensión  $v_{BE}$  positiva y para un valor  $v_{BC} = 0$  V, ahora se obtendrá la curva  $\log(i_E) = f(v_{BC})$ , para una tensión  $v_{BC}$  positiva y para un valor  $v_{BE} = 0$  V. Notar que basta con intercambiar los subíndices C por E y viceversa. De esta forma se obtienen las ecuaciones (4.29) y (4.30). Notar que simplemente se han cambiado los subíndices C por E y viceversa, el parámetro  $\beta_F$  por  $\beta_R$  y el subíndice B ha quedado invariante.

$$i_E = \beta_R i_B \quad (4.29)$$

$$i_C = i_B + i_E = i_B(1 + \beta_R) \quad (4.30)$$

## 4.7 Extracción del parámetro NR

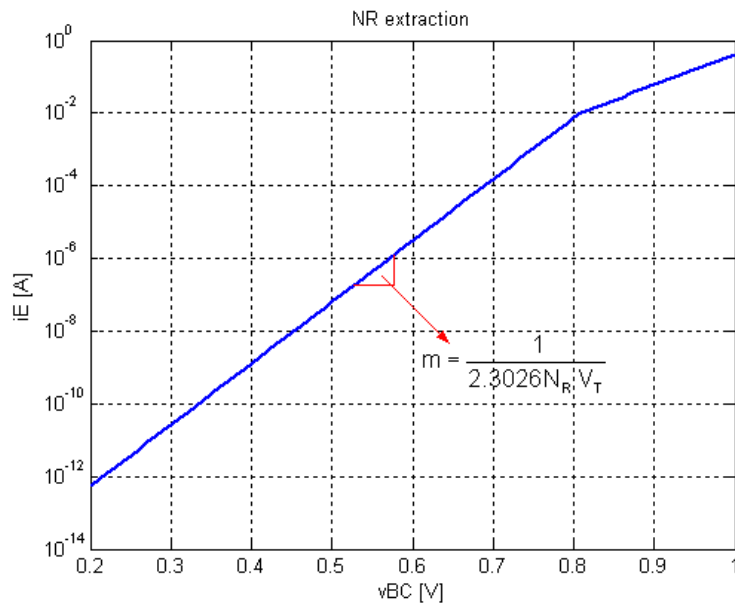
El parámetro  $NR^{16}$  se estima a partir de la curva  $\log(i_E) = f(v_{BC})$ , para una tensión  $v_{BC}$  positiva y para un valor  $v_{BE} = 0$  V (ver **Figura 4.18**).

Para extraer el parámetro NR recurriremos al análisis de regresión, introducido en el **Capítulo 3** de este proyecto para, de esta forma, obtener una relación lineal entre los valores medidos de  $i_E$  y los valores de  $v_{BC}$  (4.31).

$$N_R = \frac{1}{2.3026 m V_T} \quad (4.31)$$

Tal y como muestra la **Figura 4.18**, el parámetro NR se calcula a partir de la pendiente de la parte lineal del logaritmo de  $i_E$ .

<sup>16</sup> reverse current emission coefficient



**Figura 4.18: Extracción del parámetro NR**

La **Figura 4.19** muestra la extracción del parámetro NR utilizando el programa estimador de parámetros SPICE **estim**. Tal y como se puede observar, el valor de estimado para este parámetro es idéntico al proporcionado por *Infineon Technologies* en su hoja de datos para el transistor de silicio-germanio BFP620F (ver **Apéndice 12.1**).

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

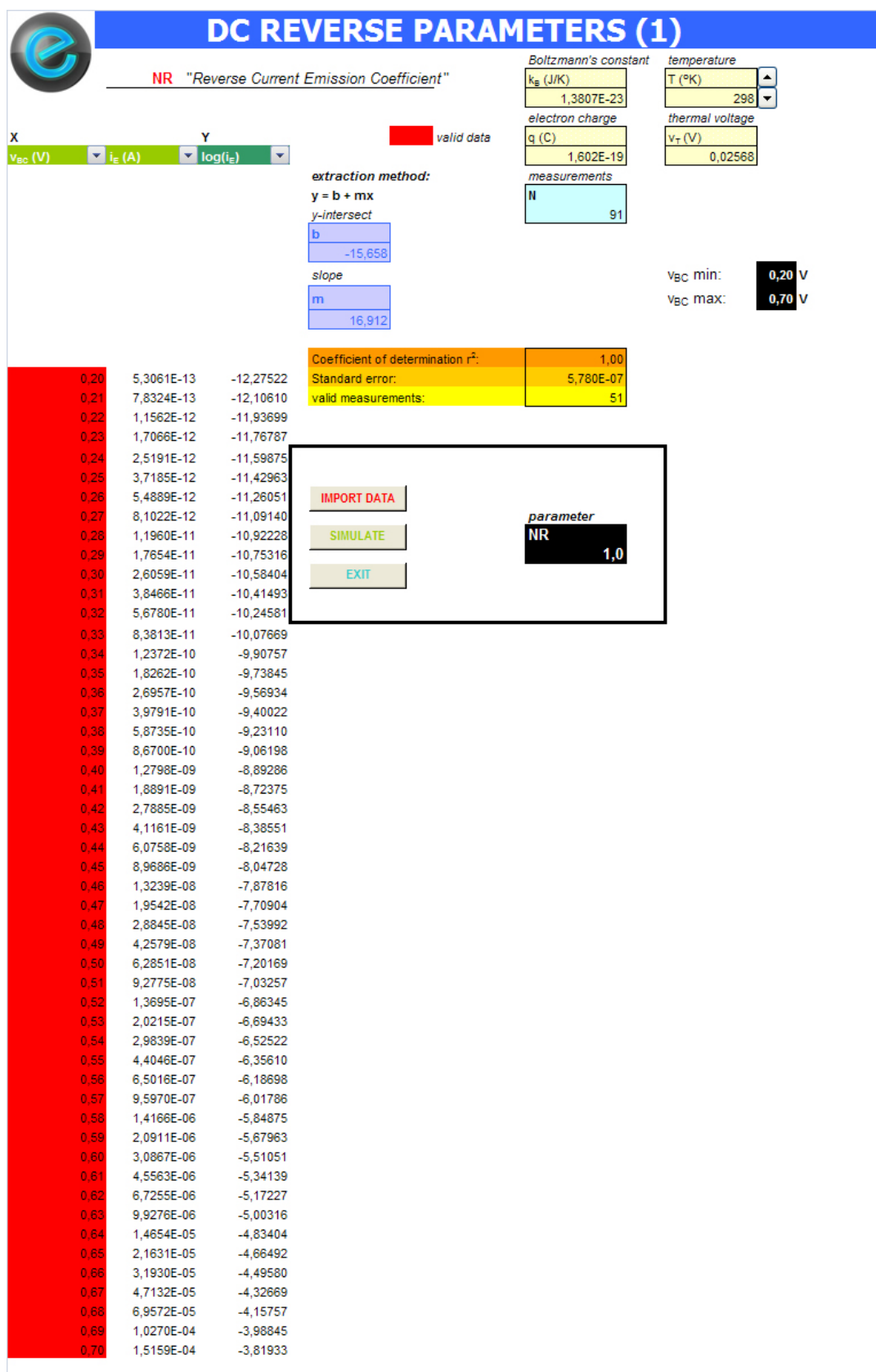


Figura 4.19: Estimación del parámetro NR mediante el programa estim

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

El coeficiente de emisión de corriente inversa  $N_R$  es adimensional y suele tomar un valor  $\cong 1$ .

## 4.8 Extracción de los parámetros $\beta_R$ , $I_{SC}$ y $N_C$

El punto de partida para extraer los parámetros  $\beta_R^{17}$ ,  $I_{SC}^{18}$  y  $N_C^{19}$  son las curvas  $\log(i_E) = f(v_{BC})$  y  $\log(i_B) = f(v_{BC})$ . Estas curvas son mostradas de manera simultánea en la **Figura 4.20**, para una tensión  $v_{BE} = 0$  V.

Para tensiones  $v_{BC}$  lo suficientemente pequeñas, se puede aproximar la curva  $\log(i_B) = f(v_{BC})$  por una recta cuya pendiente es igual a **(4.32)**.

$$m = \frac{1}{2.3026 N_C V_T} \quad (4.32)$$

Asimismo, se puede prolongar la recta que aproxima la curva obtenida en la determinación de  $N_C$ , siendo el punto de corte con el eje de ordenadas el valor de  $I_{SC}$  (ver **Fig. 4.20**).

$$i_B|_{v_{BC}=0} \cong I_{SC} \quad (4.33)$$

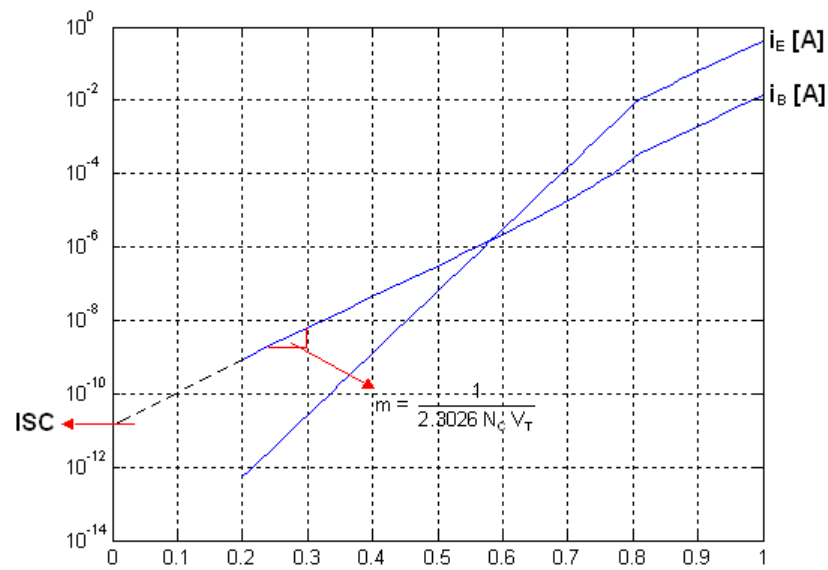
Nótese que la separación vertical entre las dos curvas de la **Figura 4.20** es  $\log(\beta_R)$ , ya que  $\log(i_E) - \log(i_B)$  es igual a  $\log(i_E/i_B)$  y por tanto es  $\log(\beta_R)$ . La separación vertical entre las curvas  $i_C$  e  $i_B$  varía con  $v_{BC}$ , por lo que la gráfica de la **Figura 4.20** es otra manera de representar la variación de  $\beta_R$  con  $i_E$  dada por la **Figura 4.21**.

<sup>17</sup> ideal maximum reverse beta

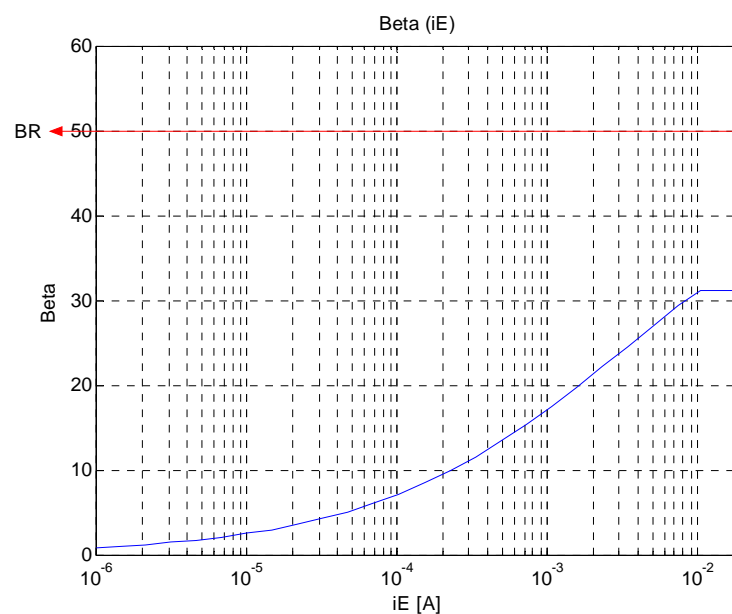
<sup>18</sup> B-C leakage saturation current

<sup>19</sup> B-C leakage emission coefficient

# Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel



**Figura 4.20: Extracción de los parámetros  $B_R$ ,  $I_{SC}$  y  $N_C$**



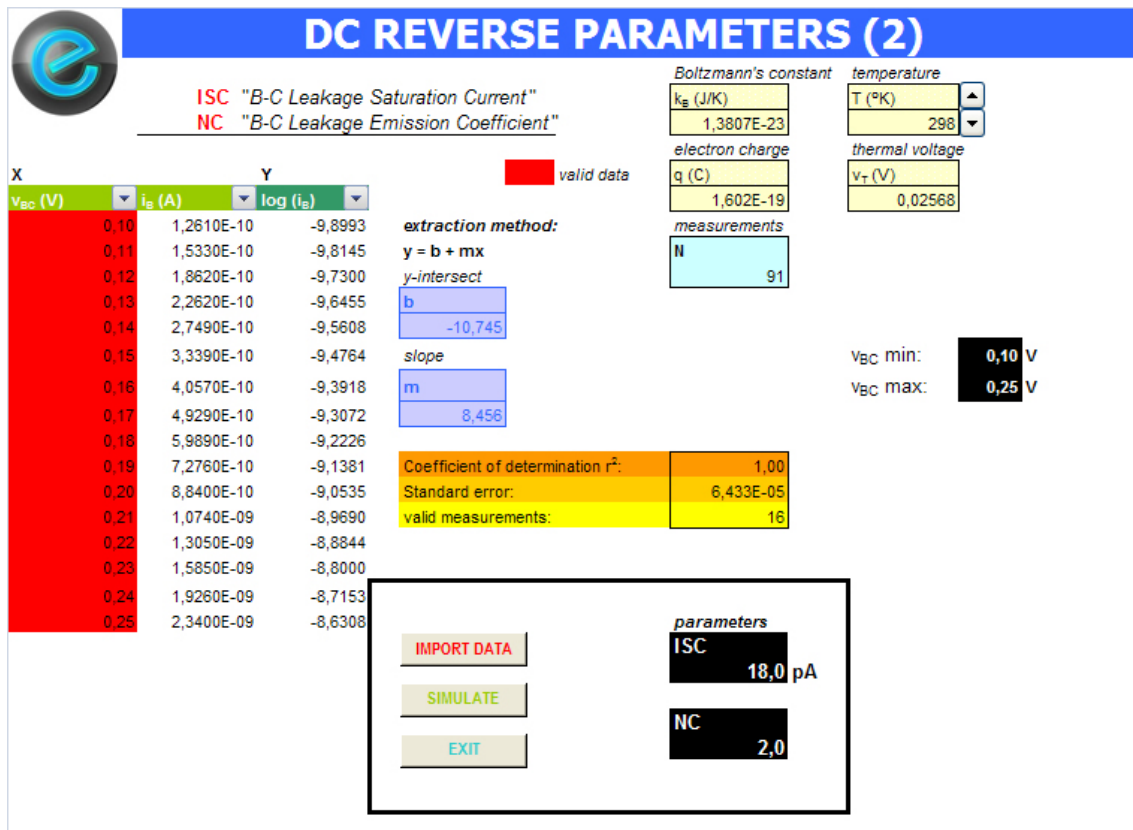
**Figura 4.21:  $\beta_R = f \log(i_E)$**

El parámetro  $B_R$  se calcula como la inversa de la pendiente de la curva

$$i_B - I_{SC} e^{\left(\frac{V_{BC}}{N_C V_T}\right)} = f(i_E).$$

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

Finalmente, la **Figura 4.22** muestra el método de extracción de los parámetros BR, ISC y NC utilizando el programa estimador de parámetros SPICE **estim**. Tal y como se puede observar, el valor de los parámetros es idéntico al proporcionado por *Infineon Technologies* en su hoja de datos para el transistor de silicio-germanio BFP620F (ver **Apéndice 12.1**).



# Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

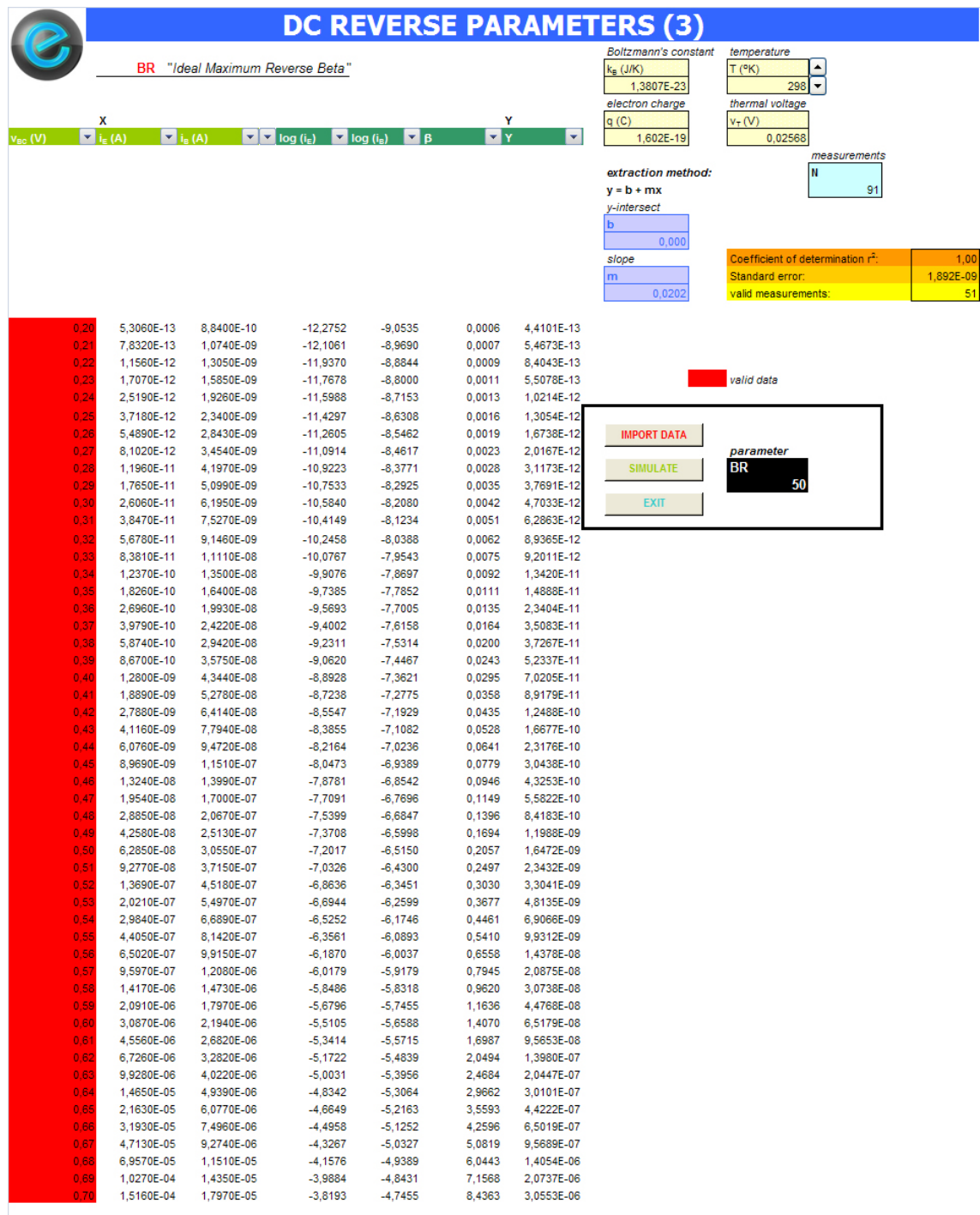
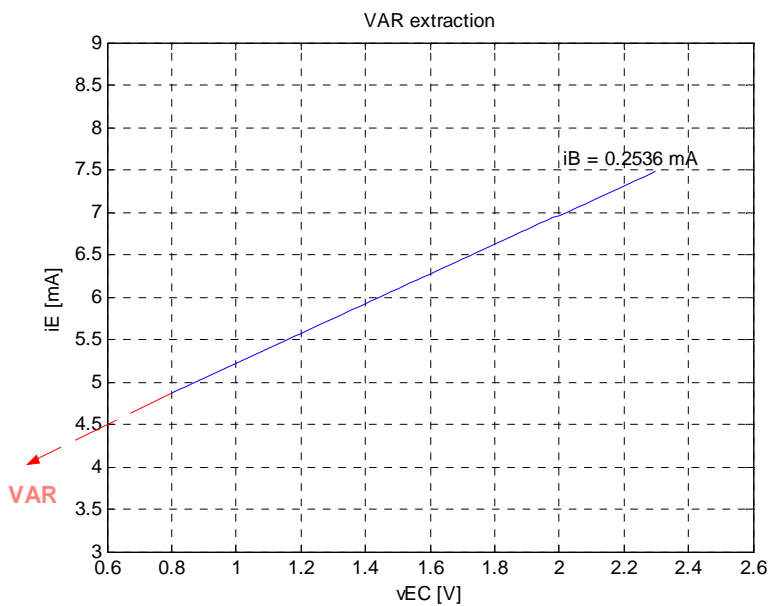


Figura 4.22: Estimación de los parámetros BR, ISC y NC mediante el programa estim

## 4.9 Extracción del parámetro VAR

La **Figura 4.23** muestra la curva  $i_E = f(v_{EC})$  para una corriente de base  $i_B = 0.2536 \mu\text{A}$ . Para se ha utilizado el transistor NPN de silicio-germanio BFP620F de *Infineon Technologies*. Notar que  $i_E$  aumenta ligeramente con  $v_{EC}$  (ver **Figura 4.23**). La tensión de Early inversa,  $V_{AR}$ , corresponde a el punto donde la prolongación del segmento de recta corta al eje de abscisas en un punto  $v_{EC} = -V_{AR}$ .



**Figura 4.23: Estimación del parámetro VAR**

Por último, la **Figura 4.24** muestra la extracción del parámetro VAR utilizando el programa estimador de parámetros SPICE **estim**. Tal y como se puede observar, el valor estimado es el mismo que el proporcionado por *Infineon Technologies* en su hoja de datos para el transistor de silicio-germanio BFP620F (ver **Apéndice 12.1**).



# Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

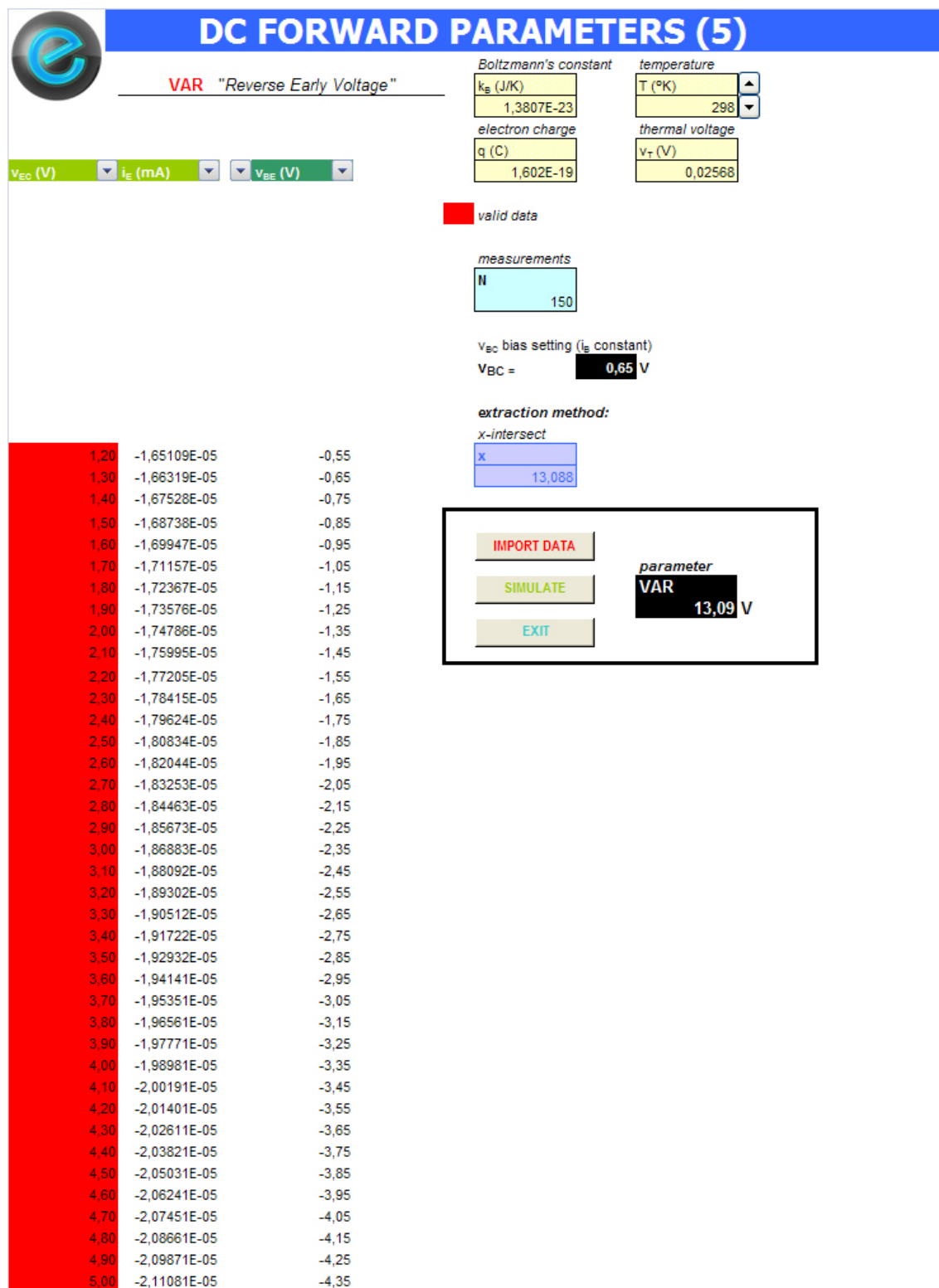
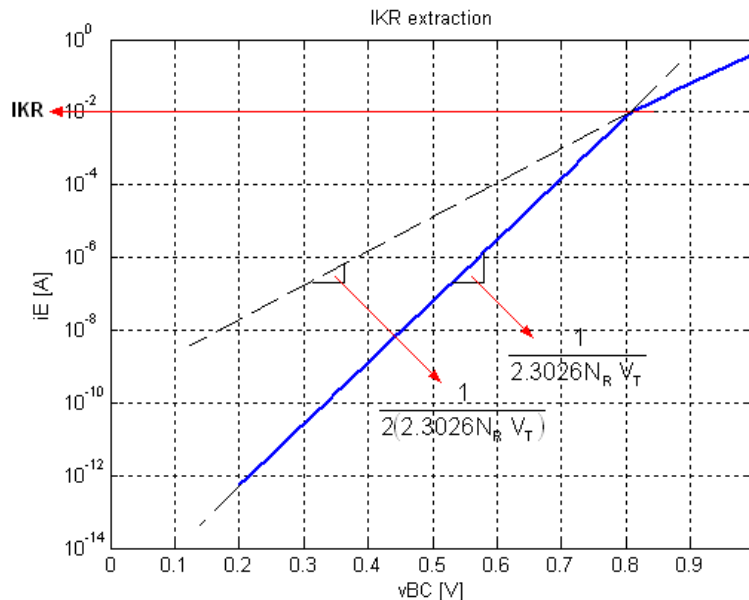


Figura 4.24: Estimación del parámetro VAR mediante el programa estim

## 4.10 Extracción del parámetro $I_{KR}$

El parámetro  $I_{KR}^{20}$  se refiere a la corriente de codo a alta corriente, a partir de la cual la ganancia de corriente  $\beta_R$  empieza a decaer.



**Figura 4.25: Extracción del parámetro  $I_{KR}$**

Para valores de  $i_E$  por encima de  $I_{KR}$ , la pendiente de la curva  $i_E(v_{BC})$  cae a la mitad, tal y como muestra la **Figura 4.25**.

La **Figura 4.25** muestra la curva correspondiente a la representación de  $i_E(v_{BC})$ , con escala lineal en el eje de abscisas (eje x,  $v_{BC}$ ) y logarítmica en el eje de ordenadas (eje y,  $i_E$ ).

En este proyecto, tal y como muestra la **Figura 4.25**, se aproxima el rango de corrientes de emisor altas con una línea recta y se obtiene el valor de  $I_{KR}$  a partir de la intersección de esta línea con la prolongación del final del rango de corrientes de emisor bajas.

Para obtener el punto de interés  $i_E = I_{KR}$  se procede como se describe en los siguientes párrafos.

En primer lugar, se obtienen las ecuaciones de las rectas que rigen el comportamiento de ambas regiones. Para ello, elegimos dos pares de puntos que nos aseguren que estamos dentro de cada región, sin la necesidad de saber cuál es el límite entre ambas (consultar **Capítulo 3** de este proyecto).

$$(i) \quad y_{low} = b + mx = -15.6575 + 16.9117 x$$

<sup>20</sup> corner for reverse beta high current roll-off

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

$$(ii) \quad y_{\text{high}} = b + mx = -8.8288 + 8.4559 x$$

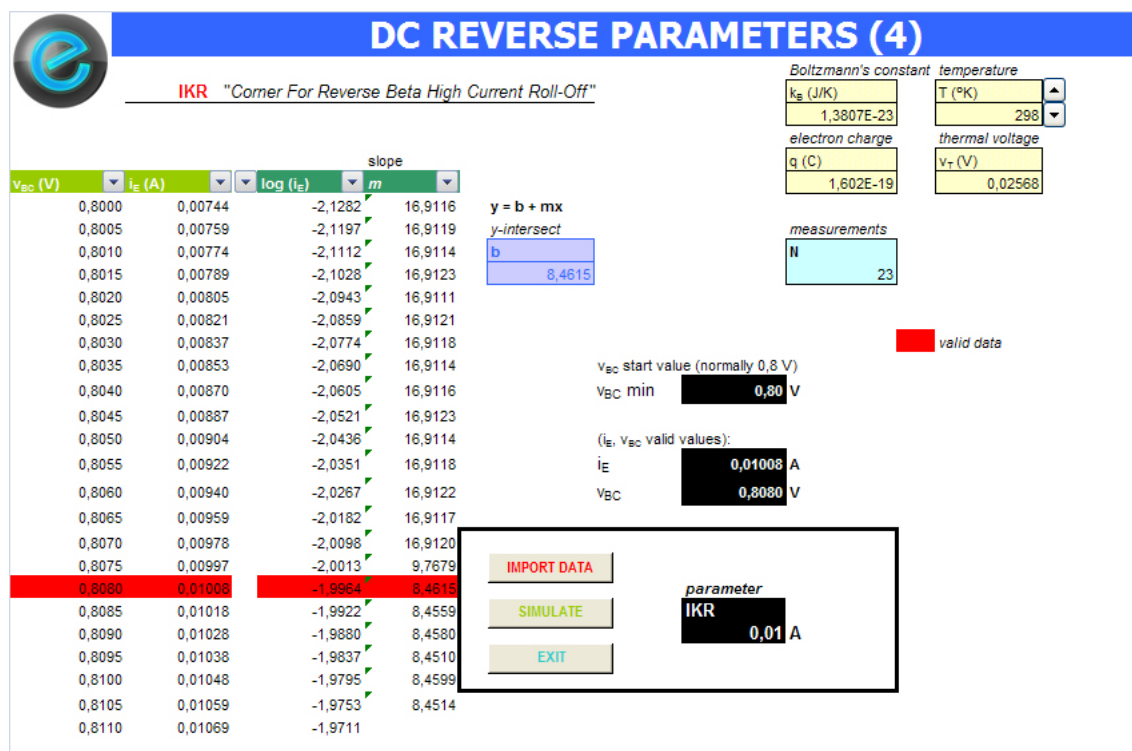
El siguiente paso es resolver el sistema de ecuaciones resultante.

$$\left. \begin{array}{l} y = -15.6575 + 16.9117 x \\ y = -8.8288 + 8.4559 x \end{array} \right\} \Rightarrow x = 0.8075, y = -2$$

El punto (0.8075,-2), por tanto, corresponde al punto de intersección de ambas rectas. De esta manera, podemos calcular el valor de IKR como

$$\log(IKR) = -2 \rightarrow IKR = 10^{-2} = 10 \text{ mA}$$

Finalmente, la **Figura 4.26** muestra la extracción del parámetro IKR utilizando el programa estimador de parámetros SPICE **estim**. Tal y como se puede observar, el valor del parámetro estimado es idéntico al proporcionado por *Infineon Technologies* en su hoja de datos para el transistor de silicio-germanio BFP620F (ver **Apéndice 12.1**).



**Figura 4.26:** Estimación del parámetro IKR mediante el programa estim

## 5. Extracción de los parámetros para modelar los efectos de la temperatura

En el presente capítulo se presenta un método directo para extraer los parámetros que pueden aparecer en el modelo de SPICE para el transistor bipolar usados para modelar la dependencia de ciertos parámetros con la temperatura. La extracción usa el análisis de regresión a partir de las ecuaciones del modelo Gummel-Poon (G-P).

Para modelar los efectos de la temperatura SPICE incluye los parámetros  $TNOM^{21}$ ,  $EG^{22}$ ,  $XTI^{23}$  y  $XTB^{24}$ .

### 5.1 Introducción

El simulador de circuitos SPICE permite realizar análisis a diferentes temperaturas. Para ello, se asume que  $TNOM$  es la temperatura a la que se dan los parámetros del modelo del transistor. Dicho en otras palabras,  $TNOM$  es la temperatura a la que el transistor ha sido sometido para realizar las medidas y la extracción de sus parámetros. Sin embargo, podemos simular el circuito a otras temperaturas mediante la línea de control *.TEMP*.

El valor típico y por defecto utilizado por SPICE para el parámetro  $TNOM$  y la línea de control *.TEMP* es 27°C o, lo que es lo mismo, 300°K.

Es posible que algunos fabricantes sometan a sus transistores a una temperatura diferente para realizar sus medidas (curvas) y posteriormente extraer sus parámetros para modelar sus dispositivos.

Un aspecto muy importante a tener en cuenta es que cuando el parámetro  $TNOM$  es diferente al valor asignado a la línea de control *.TEMP*, los parámetros  $IS$ ,  $BF$ ,  $BR$ ,  $ISE$ ,  $ISC$ ,  $VJE$  y  $VJC$  son modificados.

Para que quede constancia de este hecho, no hay más que revisar las ecuaciones (5.1) a (5.7) recogidas de [5].

<sup>21</sup> parameter measurement temperature

<sup>22</sup> energy gap for temperature effect on  $IS$

<sup>23</sup> temperature exponent for effect on  $IS$

<sup>24</sup> forward and reverse beta temperature exponent

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

$$I_S(\text{TEMP}) = I_S(\text{TNOM}) \left( \frac{\text{TEMP}}{\text{TNOM}} \right)^{X_{TI}} e^{\left[ \frac{E_G}{V_T} \left( \frac{\text{TEMP}}{\text{TNOM}} - 1 \right) \right]} \quad (5.1)$$

$$B_F(\text{TEMP}) = B_F(\text{TNOM}) \left( \frac{\text{TEMP}}{\text{TNOM}} \right)^{X_{TB}} \quad (5.2)$$

$$B_R(\text{TEMP}) = B_R(\text{TNOM}) \left( \frac{\text{TEMP}}{\text{TNOM}} \right)^{X_{TB}} \quad (5.3)$$

$$I_{SE}(\text{TEMP}) = I_{SE}(\text{TNOM}) \left( \frac{\text{TEMP}}{\text{TNOM}} \right)^{-X_{TB}} \left[ \frac{I_S(\text{TEMP})}{I_S(\text{TNOM})} \right]^{\frac{1}{N_E}} \quad (5.4)$$

$$I_{SC}(\text{TEMP}) = I_{SC}(\text{TNOM}) \left( \frac{\text{TEMP}}{\text{TNOM}} \right)^{-X_{TB}} \left[ \frac{I_S(\text{TEMP})}{I_S(\text{TNOM})} \right]^{\frac{1}{N_C}} \quad (5.5)$$

$$V_{JE}(\text{TEMP}) = V_{JE}(\text{TNOM}) \left( \frac{\text{TEMP}}{\text{TNOM}} \right) + 2 V_T \ln \left( \frac{1.45E10}{N_I} \right) \quad (5.6)$$

$$V_{JC}(\text{TEMP}) = V_{JC}(\text{TNOM}) \left( \frac{\text{TEMP}}{\text{TNOM}} \right) + 2 V_T \ln \left( \frac{1.45E10}{N_I} \right) \quad (5.7)$$

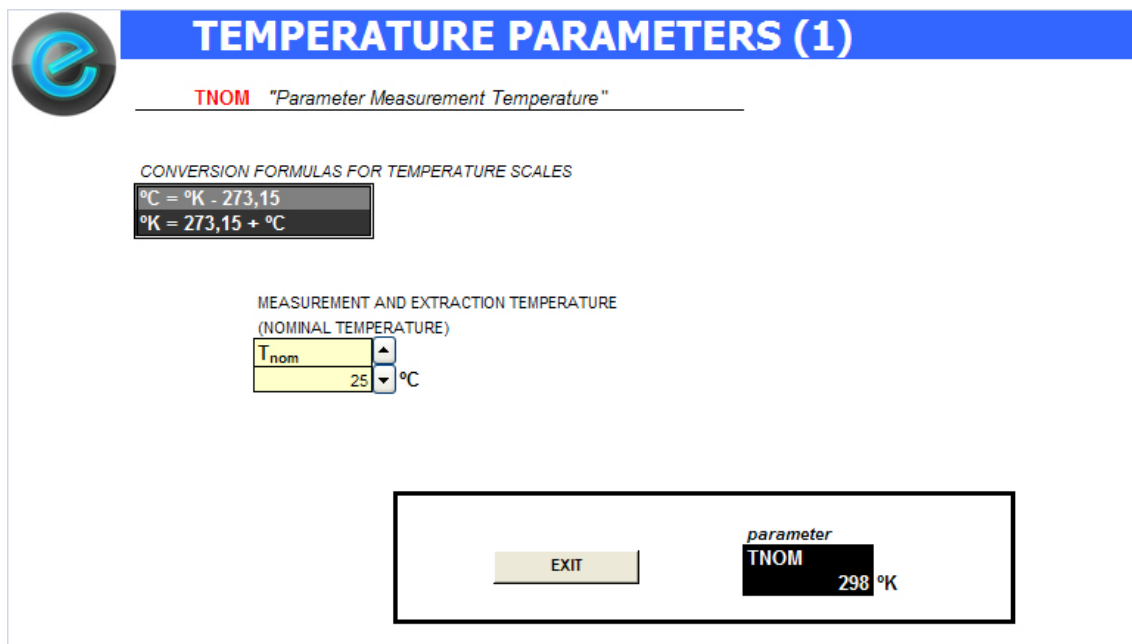
Notar en (5.1), por ejemplo, que para  $\text{TNOM} = \text{TEMP}$ ,  $I_S(\text{TEMP}) = I_S(\text{TNOM})$ , donde  $e^0 = 1$ , es decir, para la simulación se utilizará como valor para el parámetro  $I_S$  el proporcionado por el fabricante en su hoja de datos.

Las ecuaciones (5.8) y (5.9) son las fórmulas de conversión de °K a °C y de °C a °K, respectivamente.

$$^{\circ}\text{C} = ^{\circ}\text{K} - 273.15 \quad (5.8)$$

$$^{\circ}\text{K} = 273.15 + ^{\circ}\text{C} \quad (5.9)$$

La **Figura 5.1** muestra, por ejemplo, que para el transistor BFP620F de *Infineon Technologies* se utiliza los grados kelvin (°K) como escala de temperatura para dar el parámetro  $\text{TNOM}$ , utilizando para ello la ecuación (5.9).



**TEMPERATURE PARAMETERS (1)**

**TNOM** "Parameter Measurement Temperature"

CONVERSION FORMULAS FOR TEMPERATURE SCALES

°C = °K - 273,15  
°K = 273,15 + °C

MEASUREMENT AND EXTRACTION TEMPERATURE  
(NOMINAL TEMPERATURE)

T<sub>nom</sub> 25 °C

EXIT

parameter  
**TNOM**  
298 °K

Figura 5.1: Extracción del parámetro TNOM

## 5.2 Descripción del método propuesto de extracción

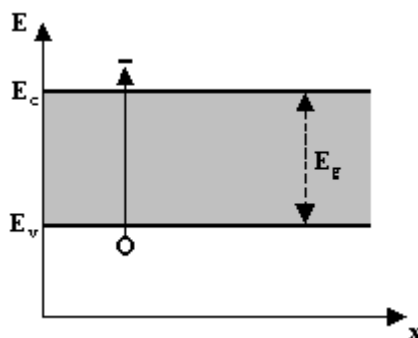
El método propuesto se apoya en la utilización del análisis de regresión, que permite describir la dependencia de una variable Y en relación a una o varias variables independientes  $X_1, X_2, \dots, X_k$ .

El problema y, al mismo tiempo, objetivo de la regresión es determinar la ecuación de la recta o relación lineal aproximada que mejor se ajuste a una nube de puntos, para poder predecir valores promedio de Y a partir de diferentes valores de  $X_1, X_2, \dots, X_k$ . La ecuación general de la recta de regresión será entonces de la forma:  $Y = a + b_1X_1 + b_2X_2 + \dots + b_kX_k$ .

La hoja de cálculo Excel dispone de una herramienta de análisis de regresión que utiliza el método de los mínimos cuadrados para ajustar una línea a una serie de observaciones. Esta herramienta nos resultará idónea para obtener de manera instantánea, automática y eficaz los coeficientes de la recta de regresión y, de esta forma, la estimación de los parámetros EG, XTI y XTB.

## 5.3 El modelo de bandas de energía

Los cambios energéticos que experimentan los electrones de valencia para convertirse en electrones libres (portadores de corriente) se representan mediante el modelo de bandas de energía. La **Figura 5.2** muestra este modelo esquematizado.



**Figura 5.2: Modelo de bandas de energía en un semiconductor**

Los electrones de valencia que forman los enlaces tienen energías que se agrupan en la denominada banda de valencia. El límite superior de esta banda de energía es  $E_v$ . Por encima de esta banda hay una región de energías prohibidas, de amplitud  $E_g$ , que se denomina banda prohibida o gap de energía.

Justo encima de la banda prohibida existe otra región de energías permitidas, denominada banda de conducción, cuyo límite inferior es  $E_c$ . Cuando un electrón de valencia absorbe energía y es arrancado del enlace, pasa a tener una energía situada en la banda de conducción del semiconductor. Notar que, para que un electrón de valencia pase a la banda de conducción ha de absorber una energía más grande o igual que  $E_g$ .

La energía de la banda prohibida o gap,  $E_g$ , se define, por tanto, como la energía mínima necesaria para arrancar un electrón de valencia (banda de valencia) y convertirlo en un electrón libre (banda de conducción). Esta energía de la banda prohibida depende de la temperatura.

$$E_g = E_c - E_v \quad (5.10)$$

A 0 °K la banda de valencia está llena de electrones de valencia y la banda de conducción vacía. La corriente será, por tanto, nula y el semiconductor será, en consecuencia, un aislante. Sin embargo, al aumentar la temperatura hay electrones de valencia que saltan a la banda de conducción, convirtiéndose en electrones libres (portadores de corriente).

## 5.4 Extracción de los parámetros EG y XTI

Los parámetros EG y XTI aparecen en la ecuación (5.1), que describe el efecto de la temperatura sobre  $I_S$ <sup>25</sup>. Estos parámetros se determinan realizando medidas de  $I_S$  a diferentes temperaturas, para más tarde relacionar los resultados con la ecuación (5.1), utilizando para ello el análisis de regresión lineal múltiple.

A partir de (5.1), tomando logaritmos a ambos lados de la ecuación y teniendo en cuenta que  $\log(a^b) = b \log(a)$ , se obtiene (5.11).

$$\begin{aligned}\log\left(\frac{I_S(\text{TEMP})}{I_S(\text{TNOM})}\right) &= \log\left[\left(\frac{\text{TEMP}}{\text{TNOM}}\right)^{\text{XTI}}\right] + \log\left(e^{\left[\frac{E_G}{V_T}\left(\frac{\text{TEMP}}{\text{TNOM}} - 1\right)\right]}\right) \\ \log\left(\frac{I_S(\text{TEMP})}{I_S(\text{TNOM})}\right) &= \text{XTI} \log\left(\frac{\text{TEMP}}{\text{TNOM}}\right) + \log(e) \frac{E_G}{V_T} \left(\frac{\text{TEMP}}{\text{TNOM}} - 1\right) \\ \log\left(\frac{I_S(\text{TEMP})}{I_S(\text{TNOM})}\right) &= \text{XTI} \log\left(\frac{\text{TEMP}}{\text{TNOM}}\right) + E_G \frac{\log(e)}{V_T} \left(\frac{\text{TEMP}}{\text{TNOM}} - 1\right) \quad (5.11)\end{aligned}$$

A partir de (5.11), hemos obtenido una ecuación de la forma  $Y = a + b_1X_1 + b_2X_2$ ,

$$\begin{aligned}\text{donde } Y &= \log\left(\frac{I_S(\text{TEMP})}{I_S(\text{TNOM})}\right), \quad a = 0, \quad b_1 = \text{XTI}, \quad X_1 = \log\left(\frac{\text{TEMP}}{\text{TNOM}}\right), \quad b_2 = E_G \frac{\log(e)}{V_T} \\ &\quad \text{y } X_2 = \left(\frac{\text{TEMP}}{\text{TNOM}} - 1\right).\end{aligned}$$

## 5.5 Extracción del parámetro XTB

El procedimiento para extraer el parámetro XTB es el mismo que el utilizado en el apartado anterior de este mismo capítulo.

El parámetro XTB aparece en las ecuaciones (5.2), (5.3), (5.4) y (5.5). Particularmente, en (5.2) se describe el efecto de la temperatura sobre  $B_F$ <sup>26</sup>. Este se determina realizando medidas de  $B_F$  a diferentes temperaturas, para más

<sup>25</sup> transport saturation current

<sup>26</sup> ideal forward maximum beta



Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

tarde relacionar los resultados con la ecuación (5.2), utilizando para ello el análisis de regresión lineal, en este caso, simple.

A partir de (5.2) se obtiene una ecuación de la forma  $Y = a + bX$  (IV.9), siendo  $a$  el punto donde la recta corta al eje vertical y  $b$  el coeficiente de regresión o pendiente de la recta.

$$\log(B_F(\text{TEMP})) = \log(B_F(\text{TNOM})) + \log\left[\left(\frac{\text{TEMP}}{\text{TNOM}}\right)^{X_{TB}}\right]$$

$$\log(B_F(\text{TEMP})) = \log(B_F(\text{TNOM})) + X_{TB} \log\left(\frac{\text{TEMP}}{\text{TNOM}}\right) \quad (5.12)$$

donde  $Y = \log(B_F(\text{TEMP}))$ ,  $a = \log(B_F(\text{TNOM}))$ ,  $b = X_{TB}$  y  $X = \log\left(\frac{\text{TEMP}}{\text{TNOM}}\right)$ .

## 5.6 Resultados obtenidos

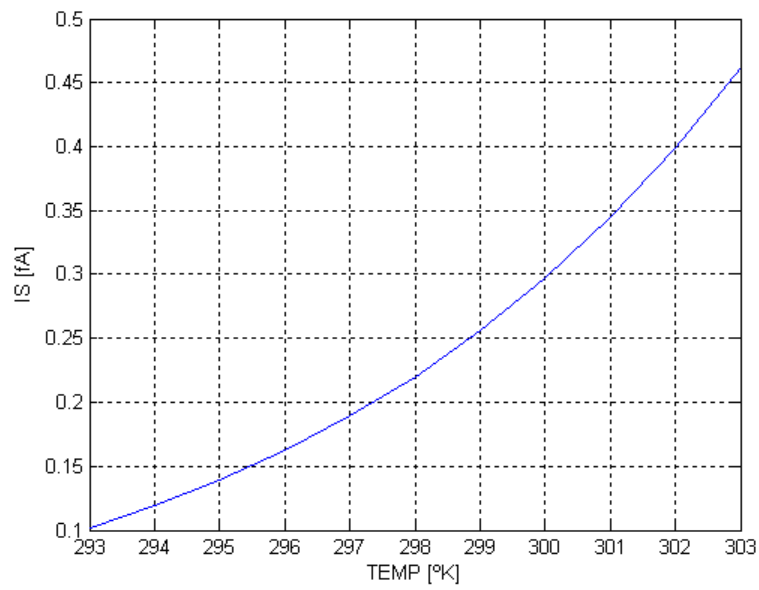
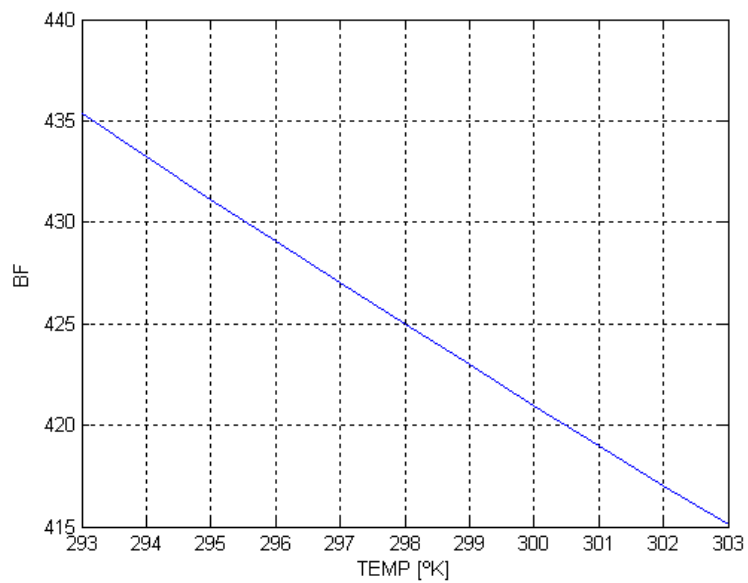
La **Tabla 5.1** muestra los valores obtenidos al extraer los parámetros EG, XTI y XTB utilizando el método descrito. Para ello se ha utilizado el transistor NPN de Silicio-Germanio BFP620F del fabricante *Infineon Technologies* y se ha variado la temperatura de simulación de **208°K a 423 °K** ( $^{\circ}\text{C} = ^{\circ}\text{K} - 273.15$ ). Para más información sobre como realizar análisis de regresión con Excel **Capítulo 3** de este proyecto.

**Tabla 5.1: Resultados obtenidos al extraer los parámetros EG, XTI y XTB utilizando el método propuesto**

|             |               |
|-------------|---------------|
| <b>TNOM</b> | 298°K (25°C)  |
| <b>TEMP</b> | 208°K - 423°K |
| <b>EG</b>   | 1.078 eV      |
| <b>XTI</b>  | 3             |
| <b>XTB</b>  | -1.42         |

El rango de variación de la temperatura de simulación viene determinado por la temperatura ambiente mínima y máxima que puede soportar el transistor según se indica en su hoja de datos o *data sheet*, que para el caso que nos ocupa es de **-65 °C ... 150 °C** (ver **Apéndice 12.1**, *Maximum Ratings, Ambient temperature*).

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

**Figura 5.3: Variación de  $I_S$  con la temperatura****Figura 5.4: Variación de  $B_F$  con la temperatura**

# Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

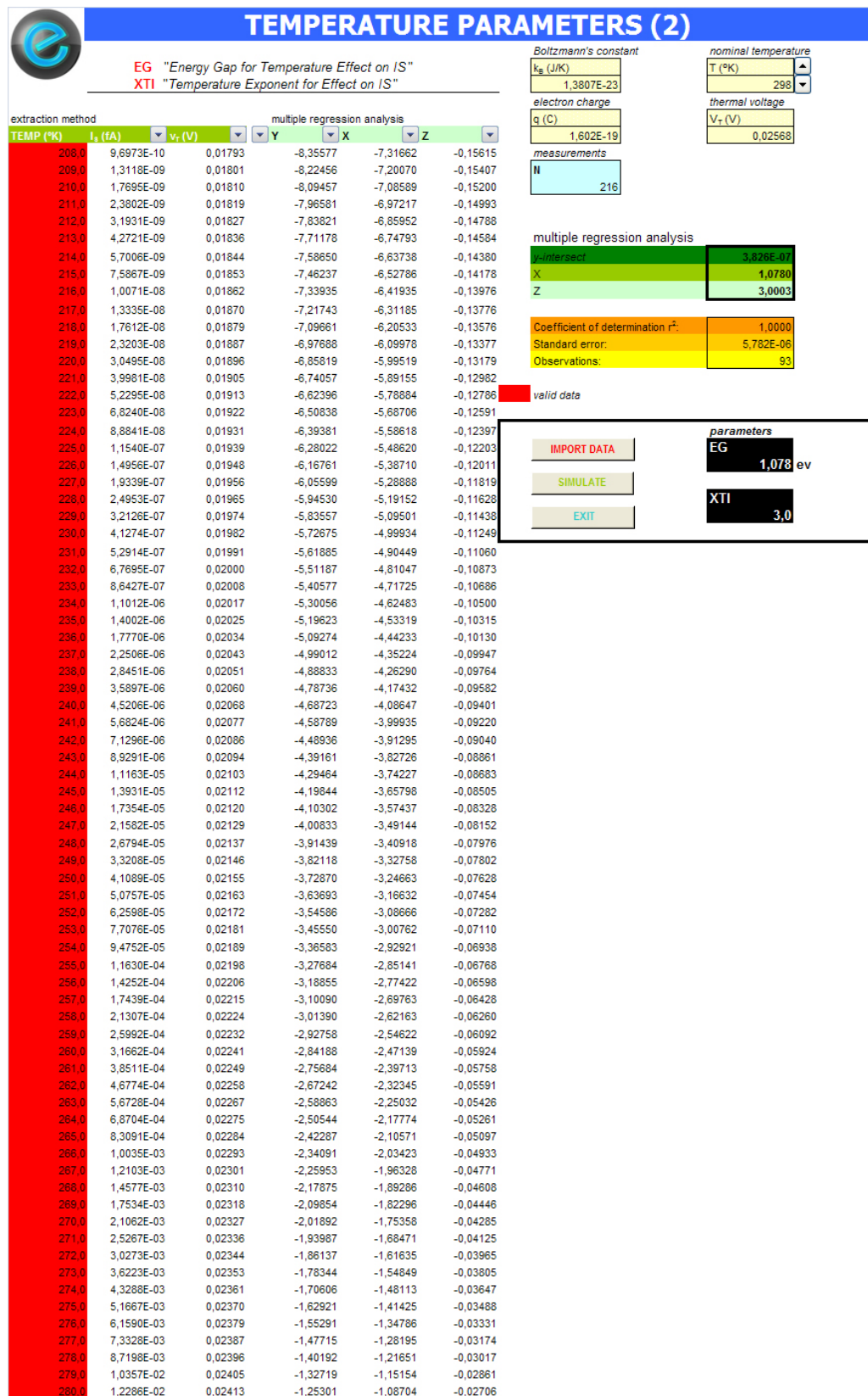
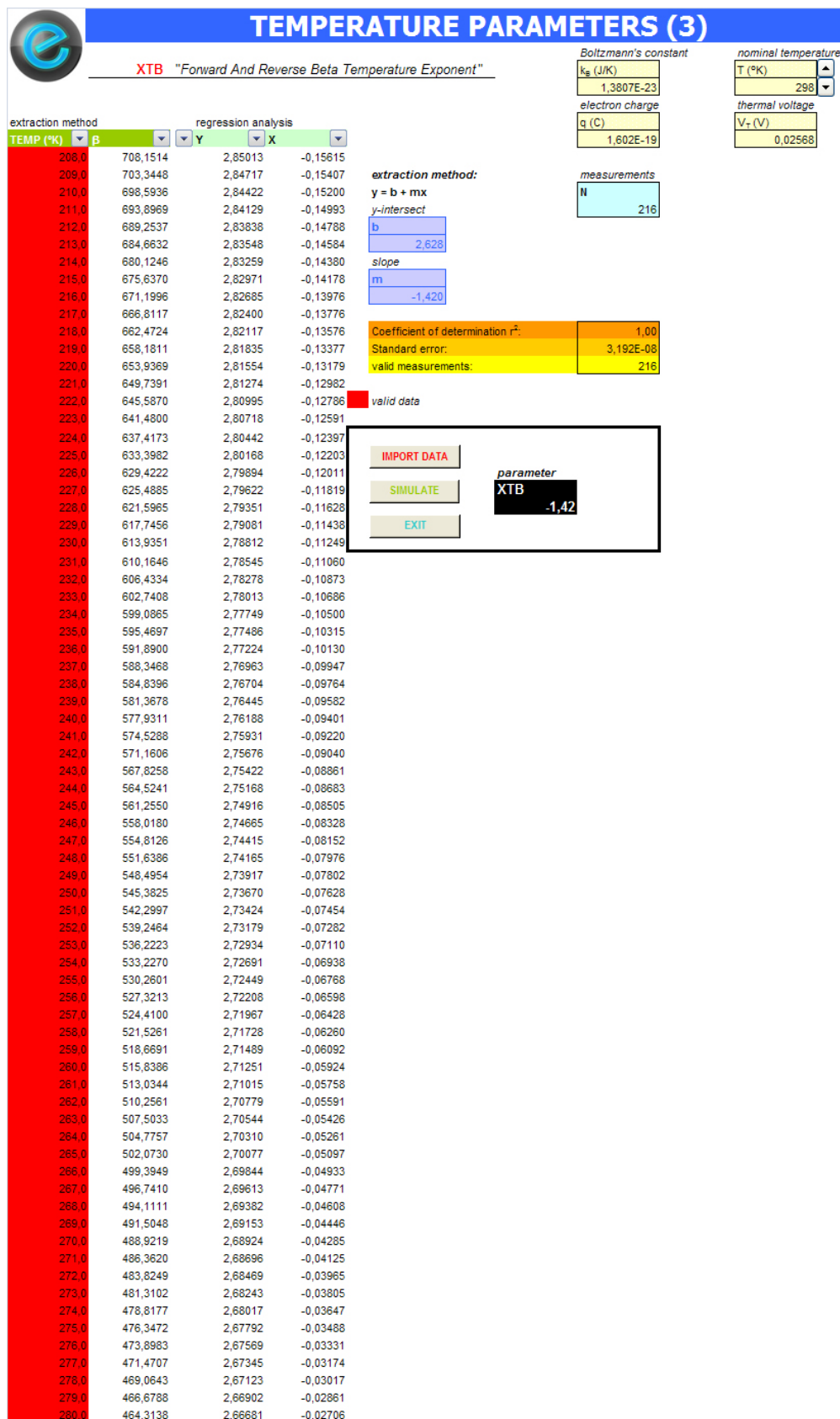


Figura 5.5: Estimación de los parámetros EG y XTI mediante el programa estim

# Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel



**Figura 5.6: Estimación del parámetro XTB mediante el programa estim**

## 5.7 Consideraciones a tener en cuenta

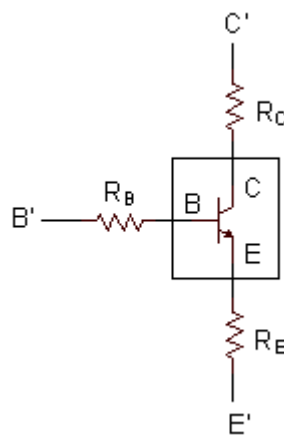
Según el apartado *Temperature Modeling* de [5], para extraer el parámetro  $E_G$  basta con aplicar la ecuación (5.13). Esta igualdad es rigurosamente cierta sólo en el caso de que el transistor en cuestión sea de silicio (Si). En este caso podemos comprobar que para una temperatura de 25°C ( $TEMP = 298$  °K) el valor de  $E_G$  será de 1.11 eV. De este modo, para extraer o estimar el parámetro  $E_G$  de cualquier otro transistor que no sea de silicio, ya sea un BJT o un HBT, será necesario aplicar el método propuesto en el apartado IV.3 del presente capítulo.

$$E_G = 1.16 - \frac{7.02 \cdot 10^{-4} TEMP^2}{TEMP + 1108} \quad (5.13)$$

donde  $TEMP$  está dada en °K.

## 6. Resistencias parásitas

Las regiones neutras, los contactos óhmicos y las pistas metálicas de interconexión introducen resistencias parásitas que en el modelo del transistor ideal se ignoraban. La manera más simple de tener en cuenta estas resistencias parásitas es incluir  $R_E$ ,  $R_C$  y  $R_B$  en serie con los terminales de emisor, colector y base, respectivamente (por este motivo se conocen habitualmente con el nombre de resistencias parásitas de acceso del transistor o resistencias óhmicas). Sin embargo, estas resistencias suelen tener valores óhmicos muy pequeños, lo que implica que su presencia sólo se advierte cuando las corrientes son elevadas. En este caso, solamente una fracción de la tensión aplicada en los terminales aparece en las uniones. La **Figura 6.1** muestra el modelo resistivo ideal de un transistor bipolar.



**Figura 6.1: Modelo resistivo ideal de un transistor bipolar**

SPICE incluye el efecto de las resistencias parásitas mediante los parámetros  $R_E^{27}$ ,  $R_C^{28}$ ,  $R_B^{29}$ ,  $R_{BM}^{30}$  y  $I_{RB}^{31}$ .

Son muchos los artículos publicados sobre diferentes métodos y técnicas para determinar o extraer las resistencias parásitas del modelo real del transistor bipolar. Sin embargo, una técnica ampliamente utilizada y aceptada se fundamenta en el análisis del circuito equivalente T para el transistor bipolar, mostrado en la **Figura 6.2**.

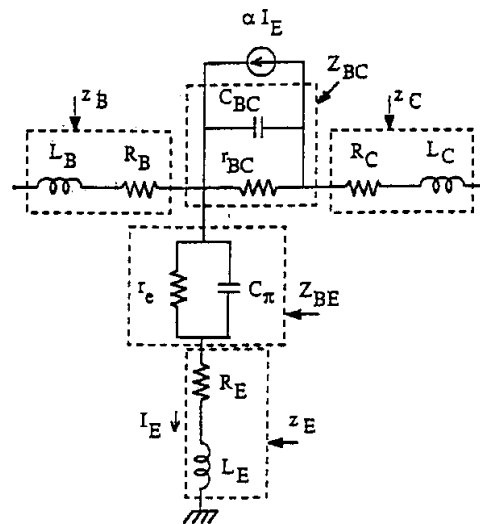
<sup>27</sup> emitter resistance

<sup>28</sup> collector resistance

<sup>29</sup> zero-bias base resistance

<sup>30</sup> minimum base resistance at high currents

<sup>31</sup> current where base resistance falls halfway to its minimum value



**Figura 6.2: Circuito equivalente T usado para extraer las resistencias parásitas del transistor bipolar**

Tal y como muestra la **Figura 6.2**, cada una de las impedancias  $Z_E$ ,  $Z_C$  y  $Z_B$  consiste en una resistencia y una bobina en serie.

El objetivo será, a partir de una serie de aproximaciones, obtener ecuaciones que nos permitan evaluar las impedancias  $Z_E$ ,  $Z_C$  y  $Z_B$ . Se trata, por tanto, de conseguir expresar cada uno de los parámetros de interés en función de *parámetros-H*, *Y* o *Z*, obtenidos a partir de transformaciones de los *parámetros-S* medidos y proporcionados por el fabricante del transistor, de una manera directa y eficaz.

## 6.1 Resistencia parásita de emisor, $R_E$

La resistencia de emisor es un parámetro importante del transistor bipolar debido a que puede ser la responsable de una significativa porción del tiempo de retardo total.

El emisor es la región más dopada en la mayoría de los transistores actuales con el objeto de producir una alta eficiencia en la inyección de emisor y por lo tanto una alta  $\beta_F$ . Por esta razón, la componente dominante de la resistencia de emisor es normalmente la resistencia de contacto (usualmente del orden de  $1 \Omega$ ).  $R_E$ , que generalmente es despreciada, normalmente asume un valor bajo y constante. Sin embargo, su principal efecto es una reducción en el voltaje visto desde la unión base - emisor por un factor de  $R_E \cdot i_E$ .

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

Según [9] y [10], las impedancias parásitas extrínsecas  $Z_E$ ,  $Z_C$  y  $Z_B$  se determinan a partir de los *parámetros-S* en colector abierto<sup>32</sup>. En esta región de funcionamiento, las dos uniones BE y BC están polarizadas en directa, es decir, las tensiones  $V_{BE}$  y  $V_{BC}$  son ambas positivas ( $> 0$  V). A continuación, los *parámetros-S* medidos son convertidos a *parámetros-Z* (ver **Tabla 6.1**).

$$V_{BC} = V_{BE} - V_{CE} \quad (6.1)$$

**Tabla 6.1: Conversión de *parámetros-S* a *parámetros-Z* de un bipuerto**

|                                                                                                                  |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $Z_{11} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12} S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}} \quad (6.2)$ |
| $Z_{12} = \frac{2 S_{12}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}} \quad (6.3)$                                 |
| $Z_{21} = \frac{2 S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}} \quad (6.4)$                                 |
| $Z_{22} = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12} S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}} \quad (6.5)$ |

A partir de la **Figura 6.2**,  $Z_E = R_E + L_E$ . Si ahora dibujamos la curva de la parte real de  $Z_{12}$  en función de la inversa de la corriente de base, el punto de intersección con el eje vertical, corresponde a  $R_E$ , tal y como muestra la **Figura 6.2**.

<sup>32</sup> open-collector



Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

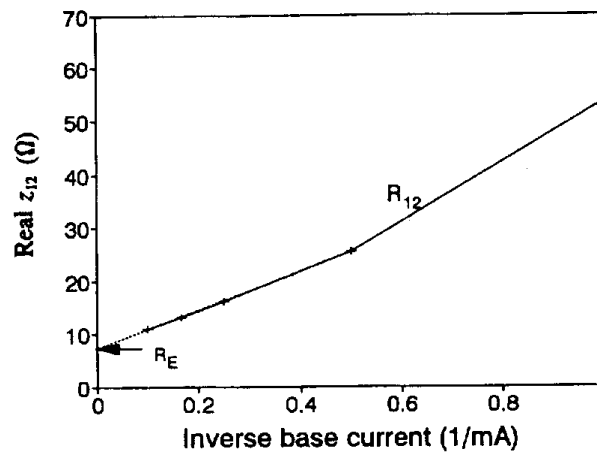
Según [8], una buena aproximación para frecuencias suficientemente bajas ( $f < 1$  GHz) es (6.6).

$$\Re\{Z_{12}\} \approx r_e + R_E \quad (V.6)$$

donde  $r_e$  es la resistencia de emisor dinámica (6.7) y  $R_E$  es la resistencia serie externa del contacto de emisor.

$$r_e = \frac{n k T}{q i_E} \quad (6.7)$$

Por otro lado, también, de acuerdo con [12], para valores altos de  $I_B$ , el valor de  $r_e$  se hace muy pequeño ( $r_e \approx 0$ ). Por este motivo, se suele aproximar que el punto de intersección de la curva  $\Re\{Z_{12}\} = f(1/i_B)$  con el eje de ordenadas ( $i_B \approx \infty$ ;  $i_C = 0$ ), indica el valor de  $R_E$  (ver **Figura 6.3**).



**Figura 6.3: Extracción del parámetro  $R_E$**

Por otro lado, resulta conveniente e interesante exponer que existen otras técnicas o métodos para extraer la resistencia de emisor,  $R_E$ .

Una de ellas se basa en los *parámetros-Y* y se describe en [13]. El valor del punto de intersección de la curva  $|1/Y_{21}| = f(1/I_E)$  con el eje vertical también resulta el valor de la resistencia externa de emisor  $R_E$ . Es, justamente en este punto y para bajas frecuencias, donde el valor de  $r_e \approx 0$ .

$$\left| \frac{1}{Y_{21}} \right| \approx \frac{r_e + R_E}{\alpha} \quad (6.8)$$

Por otro lado, en [14] se presenta un método alternativo para extraer el parámetro  $R_E$  a partir del circuito equivalente SPICE para el transistor bipolar en

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel pequeña señal (AC). Así, el valor del parámetro  $R_E$  se puede obtener utilizando (6.9).

$$R_E = \frac{\text{Im}\{H_{11}\} - \text{Im}\left\{\frac{H_{21}}{g_m}\right\}}{\text{Im}\{H_{21}\}} \quad (6.9)$$

$$\text{donde } g_m = \frac{g_\pi}{\Re\left\{\frac{1}{H_{21}}\right\}}, \text{ con } g_\pi = i_B / V_T.$$

Finalmente, en [15] y [16] se presenta una nueva formulación en base a *parámetros-H* para obtener un cálculo directo de  $Z_{BE} + Z_E$  de acuerdo a (6.10).

$$Z_{BE} + Z_E = \frac{H_{12}}{H_{22}} \quad (6.10)$$

Lamentablemente la utilización de este método implica resolver el sistema de dos ecuaciones y cuatro incógnitas ( $r_e$ ,  $C_\pi$ ,  $R_E$  y  $L_E$ ), tal y como se puede observar en la **Figura 6.2**.

## 6.2 Resistencia parásita de colector, $R_C$

La resistencia de colector puede limitar la capacidad de manejo de la corriente de un transistor bipolar, así como también damnificar la máxima frecuencia de operación a gran corriente.

Según [10], la intersección de la curva  $\Re\{Z_{22}\} = f(1/i_B)$  con el eje vertical ( $i_B \approx \infty$ ;  $i_C = 0$ ) corresponde al valor  $R_E + R_C$ , tal y como muestra la **Figura 6.4**.

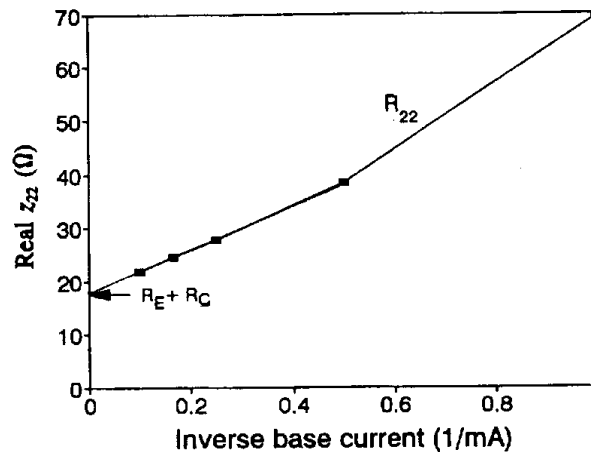
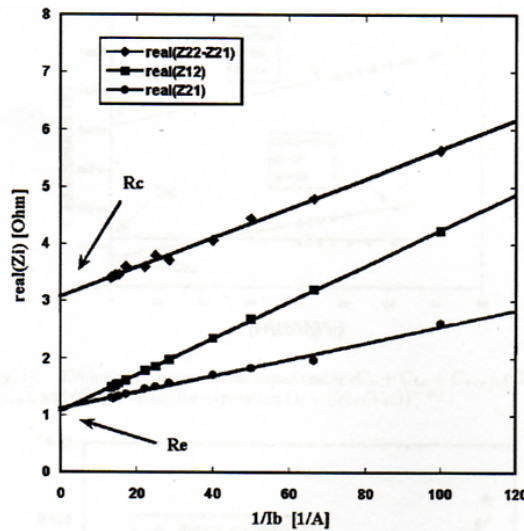


Figura 6.4: Extracción del parámetro  $R_C$

Sin embargo, habitualmente encontramos en la literatura (por ejemplo, en [8] y [12]) que el valor de  $R_C$  puede ser extraído directamente de  $\Re\{Z_{22} - Z_{21}\}$ . Esto puede llevar a confusión ya que, tal y como se había citado en el apartado anterior de este capítulo, el valor de  $R_E$  se estimaba a partir de  $\Re\{Z_{12}\}$ .

Este doble planteamiento puede llevar a confusión. En [12] podemos encontrar la solución. Se puede demostrar que los valores de  $R_E$  extraídos de las expresiones de  $\Re\{Z_{12}\}$  y  $\Re\{Z_{21}\}$  son aproximadamente iguales, existiendo una discrepancia entre la evolución de estas dos expresiones en función de  $1/i_B$  debido a que el dispositivo en la condición de polarización considerada no es perfectamente simétrico (ver **Figura 6.5**).



**Figura 6.5:** Curvas  $\Re\{Z_{12}\}$ ,  $\Re\{Z_{21}\}$  y  $\Re\{Z_{22} - Z_{21}\}$  en función de  $1/i_B$

Otra alternativa para obtener el valor de  $R_C$  se describe en [16]. El circuito RC paralelo de  $Z_{BC}$  en serie con el circuito RL de  $Z_C$  mostrado en la **Figura 6.2** puede ser expresado matemáticamente como

$$Z_{BC} + Z_C = \left[ R_C + \frac{r_{BC}}{1 + \omega^2 r_{BC}^2 C_{BC}^2} \right] + j \left[ \omega L_C - \frac{\omega r_{BC}^2 C_{BC}}{1 + \omega^2 r_{BC}^2 C_{BC}^2} \right] = \frac{1 + H_{21}}{H_{22}} \quad 6.11)$$

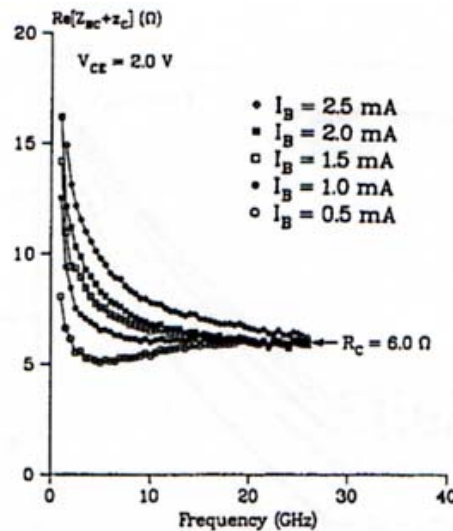
donde  $Z_{BC}$  es la impedancia interna de la unión base-colector y  $Z_C$  la impedancia extrínseca de colector.

A altas frecuencias, donde

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

$$\omega \gg \frac{1}{\sqrt{R_C r_{BC} C_{BC}^2}} \quad (6.12)$$

la parte real de (6.11) decae a un valor constante e igual al valor de la resistencia de colector,  $R_C$  (ver **Figura 6.6**).

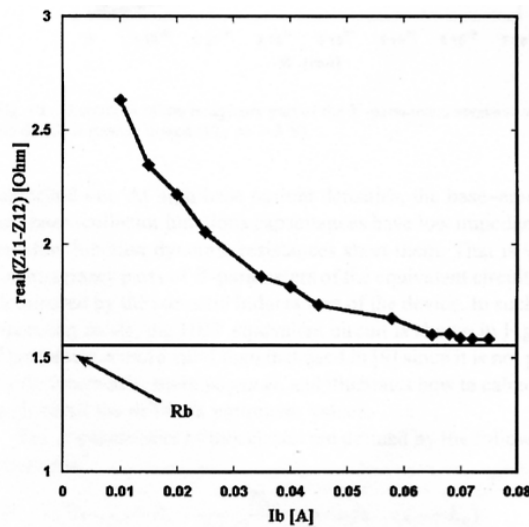


**Figura 6.6:** Curvas  $\Re\{Z_{BC} + Z_C\} = f(f)$  para diferentes polarizaciones

## 6.3 Resistencia parásita de base, $R_B$

Una resistencia especialmente significativa del transistor bipolar es la resistencia de base. La construcción del transistor exige que el terminal de base esté en la superficie. Por este motivo, la corriente de base ha de recorrer un camino bastante largo desde el terminal hasta la parte central de la base, a través de una región estrecha y relativamente poco dopada. Por este motivo, la resistencia parásita de base tiene un valor relativamente elevado. Su mayor impacto es su efecto en la respuesta en pequeña señal y transitoria. Es también uno de los parámetros más difíciles de medir con precisión, en parte por su fuerte dependencia con el punto de reposo y por el error introducido por el pequeño pero finito valor de  $R_E$ .

Según [12],  $\Re\{Z_{11} - Z_{12}\} = R_{B,total}$ , donde  $R_{B,total}$  es la resistencia de base total y depende de la corriente de base  $i_B$ . De esta manera, para valores altos de  $i_B$  y para bajas frecuencias,  $R_{B,total}$  tiende al valor correspondiente a  $R_B$ , tal y como ilustra la **Figura 6.7**.



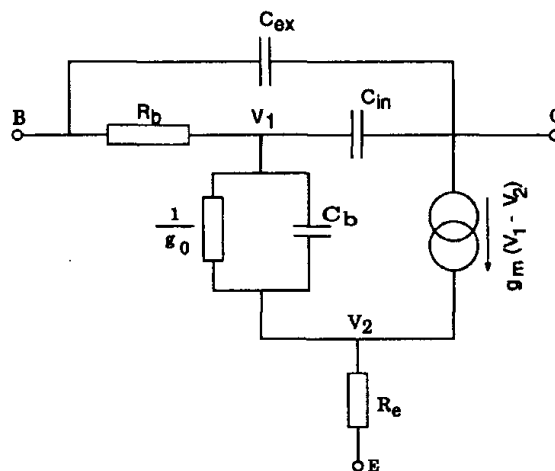
**Figura 6.7:** Evolución de la resistencia de base total a partir de  $\Re\{Z_{11} - Z_{12}\} = f(i_B)$

Por otra parte, como en los casos de la extracción de las resistencias  $R_E$  y  $R_C$ , en [15] y [16] se describe un método para estimar el valor de  $R_B$  mediante la utilización de *parámetros-H*.

$$Z_B = \frac{H_{11}H_{22} - H_{12}H_{21} - H_{12}}{H_{22}} \quad (6.13)$$

En el presente proyecto también se utiliza el método descrito en [17] para estimar la resistencia parásita de acceso del terminal de base,  $R_B$ .

El circuito equivalente en pequeña señal utilizado es el mostrado en la **Figura 6.8**.



**Figura 6.8:** Circuito equivalente en pequeña señal del transistor

### Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

El método se fundamenta en conocer dos puntos para poder calcular directamente el valor de la resistencia parásita de base. Para ello, se elige un punto en DC ( $\omega \Rightarrow 0$ ) y otro punto en AC. Las coordenadas del punto en continua están dadas en **(6.14)**, mientras que las del punto en AC están definidas en **(6.15)**.

$$x_0 = \frac{\beta(AC)}{g_m^m}, \quad y_0 = x_0^2 \quad (6.14)$$

$$x_1 = \Re\{H_{11}\}, \quad y_1 = \Re\{H_{11}\}^2 + \Im\{H_{11}\}^2 \quad (6.15)$$

donde

$$H_{11} = \frac{1}{Y_{11} + Y_{12}}, \quad (6.16)$$

$$g_m^m = \frac{i_c(n) \ln\left(\frac{i_c(n)}{i_c(n-1)}\right)}{v_{BE}(n) - v_{BE}(n-1)}, \quad (6.17)$$

$$g_0^m = \frac{i_B(n) \ln\left(\frac{i_B(n)}{i_B(n-1)}\right)}{v_{BE}(n) - v_{BE}(n-1)}, \quad (6.18)$$

y

$$\beta(AC) = \frac{g_m^m}{g_0^m}. \quad (6.19)$$

Una vez conocidos los dos puntos,  $(x_0, y_0)$  y  $(x_1, y_1)$ , la resistencia parásita de base puede ser calculada directamente a partir de **(6.24)**.

$$R_b = \frac{m}{2} - \sqrt{b + \frac{m^2}{4}} \quad (6.24)$$

donde  $m = \frac{y_1 - y_0}{x_1 - x_0}$  y  $b = y_1 - m x_1$ .

**Tabla 6.2: Conversión de *parámetros-S* a *parámetros-Y* de un bipuerto**

|                                                                                                                   |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $Y_{11} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12} S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12} S_{21}} \quad (6.20)$ |
| $Y_{12} = \frac{-2 S_{12}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12} S_{21}} \quad (6.21)$                                |
| $Y_{21} = \frac{-2 S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12} S_{21}} \quad (6.22)$                                |
| $Y_{22} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12} S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12} S_{21}} \quad (6.23)$ |

## 6.4 Parámetros $R_{BM}$ y $I_{RB}$

Según [9] y [10], la resistencia de base entre los nodos internos y externos de la base viene dada a partir de dos resistencias separadas (ver el circuito equivalente de la **Figura 6.9**). Una resistencia constante (resistencia de base extrínseca), compuesta por la resistencia de contacto de la región externa de la base, y otra resistencia correspondiente a la región interna (resistencia de base intrínseca). La dependencia de esta resistencia con la corriente del dispositivo es consecuencia de una resistividad no nula de la región de base, que como consecuencia precipita una polarización no uniforme de la unión B-E.

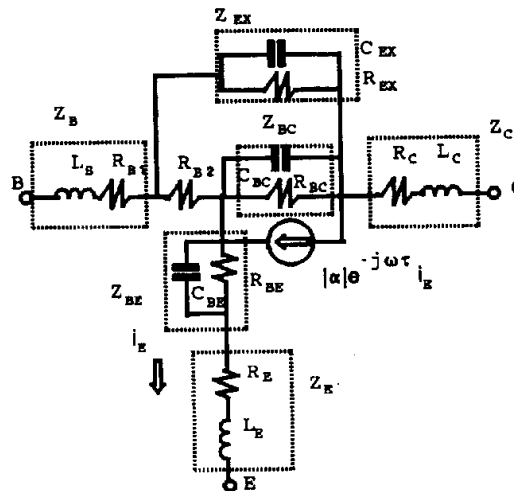


Figura 6.9: Resistencia de base extrínseca ( $R_{B1}$ ) e intrínseca ( $R_{B2}$ ) de un transistor bipolar

Para corrientes altas, la resistencia de base se reduce.  $R_{BM}$  especifica los valores más bajos a que se pueden llegar. Asimismo,  $I_{RB}$  es el nivel de corriente donde la resistencia de base cae a la mitad de su valor máximo.

Según [14], podemos obtener expresiones en términos de *parámetros-H* para obtener los elementos del circuito equivalente SPICE en pequeña señal de la **Figura 6.10**. Estos *parámetros-H* se determinan a partir de transformaciones de los *parámetros-S* medidos (ver **Tabla 6.3**).

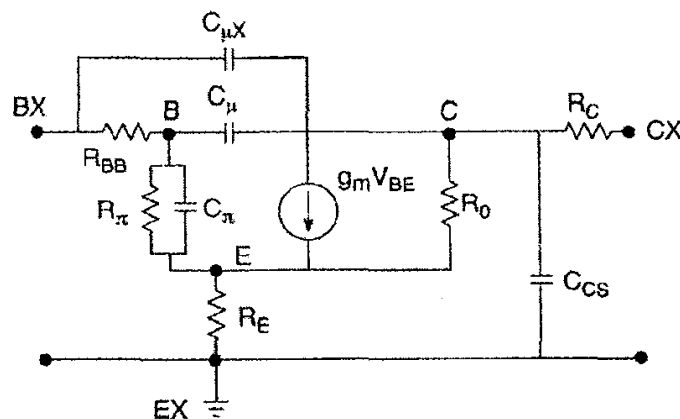


Figura 6.10: Circuito equivalente SPICE en pequeña señal (AC)

La extracción empieza determinando  $g_m$  a partir de (6.25).

$$g_m = \frac{g_\pi}{\Re\left\{\frac{1}{H_{21}}\right\}} \quad (6.25)$$



## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

donde

$$g_{\pi} = \frac{i_B}{V_T} \quad (6.26)$$

El valor de  $g_m$  es medido a bajas frecuencias ( $f < 1$  GHz) y para valores de  $v_{BE}$  altos, donde  $C_{\pi} \gg C_{\mu} + C_{\mu X}$ . Es importante anotar que la expresión (6.25) no es válida para valores de  $v_{BE}$  pequeños. A continuación, el valor obtenido es aplicado para extraer la resistencia de base  $R_{BB}$  a partir de (6.27).

$$R_{BB} = \Re\{H_{11}\} - \Re\left\{\frac{H_{21}}{g_m}\right\} - R_E (1 + \Re\{H_{21}\}) \quad (6.27)$$

**Tabla 6.3: Conversión de *parámetros-S* a *parámetros-H* de un bipuerto**

|                                                                                                                   |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $H_{11} = \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12} S_{21}}{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12} S_{21}} \quad (6.28)$ |
| $H_{12} = \frac{2 S_{12}}{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12} S_{21}} \quad (6.29)$                                 |
| $H_{21} = \frac{-2 S_{21}}{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12} S_{21}} \quad (6.30)$                                |
| $H_{22} = \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}}{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12} S_{21}} \quad (6.31)$ |

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

El siguiente paso es dibujar la curva  $R_{BB} = f\left(\left[\frac{\tan(z) - z}{z \tan^2(z)}\right]\right)$

con

$$z = \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{12}{\pi}\right)^2 \frac{i_B}{I_{RB}}} - 1}{\left(\frac{24}{\pi^2}\right) \sqrt{\frac{i_B}{I_{RB}}}} \quad (6.32)$$

El valor del parámetro  $R_{BM}$  se obtiene como el punto de intersección de esta curva con el eje vertical. Por otro lado, el parámetro  $I_{RB}$  adoptará el valor de la corriente de base,  $i_B$ , donde la resistencia de base  $R_{BB}$  alcanza la mitad de su valor máximo, es decir

$$I_{RB} = i_B \Big|_{R_{BB}=R_{BM} + \frac{(R_B - R_{BM})}{2} = \frac{(R_B + R_{BM})}{2}} \quad (6.33)$$

Según [5], la resistencia de base (no-lineal) del modelo Gummel-Poon se puede describir como (6.34).

$$R_{BB} = R_{BM} + 3(R_B - R_{BM}) \frac{\tan(z) - z}{z \tan^2(z)} \quad (6.34)$$

Utilizando (6.32) y (6.34) se pueden distinguir tres casos (NOTA: operar en radianes).

- (i)  $i_B \rightarrow 0$ , luego  $z \rightarrow 0$  y  $\frac{\tan(z) - z}{z \tan^2(z)} \rightarrow 1/3$
- (ii)  $i_B \rightarrow \infty$ , luego  $z \rightarrow \pi/2$  y  $\frac{3[\tan(z) - z]}{z \tan^2(z)} \rightarrow 0$
- (iii)  $i_B = I_{RB}$ ,  $z = 1.21$  y  $\frac{3[\tan(z) - z]}{z \tan^2(z)} \rightarrow 0.5$

De (ii) se puede obtener directamente que  $R_{BM} = R_{BB}$  para  $i_B \rightarrow \infty$ . Si ahora dibujamos la curva  $R_{BB} = f(1/i_B)$ , el valor del parámetro  $R_{BM}$  se estima como el punto de intersección de esta curva con el eje vertical. Por otro lado, según (iii) queda demostrado (6.33).

## 6.5 Resultados experimentales

En los apartados anteriores de este capítulo se han descrito diferentes técnicas y métodos para extraer las resistencias parásitas de un transistor bipolar. Ahora, confirmaremos la veracidad de todas las aproximaciones y expresiones anteriores. El objetivo será, por tanto, llevar a cabo una metodología de extracción de los parámetros  $R_E$ ,  $R_C$ ,  $R_B$ ,  $R_{BM}$  e  $IR_B$ .

### 6.5.1 Extracción del parámetro $R_E$

A partir de la expresión (6.3), obtenemos valores de  $Z_{12}$  para una polarización  $i_C = 0$  A y  $v_{BE} \sim [0.85 \text{ V} \dots 1.5 \text{ V}]$ .

Cabe tener en cuenta y resulta conveniente apuntar que con el transistor polarizado en colector abierto se cumple la condición  $i_E = i_B$ , ya que  $i_E = i_B + i_C$ , con  $i_C = 0$  A.

Procedemos a comprobar que el punto de intersección de la curva  $\Re\{Z_{12}\} = f(1/i_B)$  con el eje de ordenadas ( $i_B \approx \infty$ ) indica el valor de  $R_E$ . Como se citó en el **Apartado 6.1** de este capítulo, para que esta aproximación sea suficiente es necesario obtener valores  $Z_{12}$  para frecuencias lo suficientemente bajas ( $f < 1$  GHz). Escogemos una frecuencia de 100 MHz.

Para obtener el punto de intersección de la curva  $\Re\{Z_{12}\} = f(1/i_B)$  con el eje vertical, utilizamos la función de *Excel* INTERSECCION.EJE, que nos calcula el punto en el cual la curva interceptará el eje Y usando una línea de regresión optimizada (ver **Figura 6.11**).

El valor del parámetro  $R_E$  estimado por el programa **estim** es igual a  $3.3 \Omega$  es justamente el mismo que el proporcionado por *Motorola* en su hoja de datos del transistor **MRF927T1** (ver **Apéndice 12.1**).

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

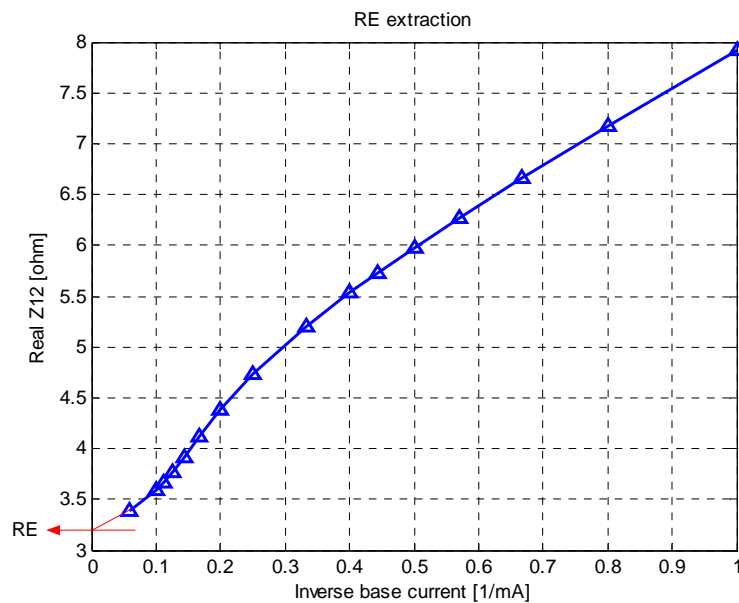


Figura 6.11: Extracción del parámetro RE

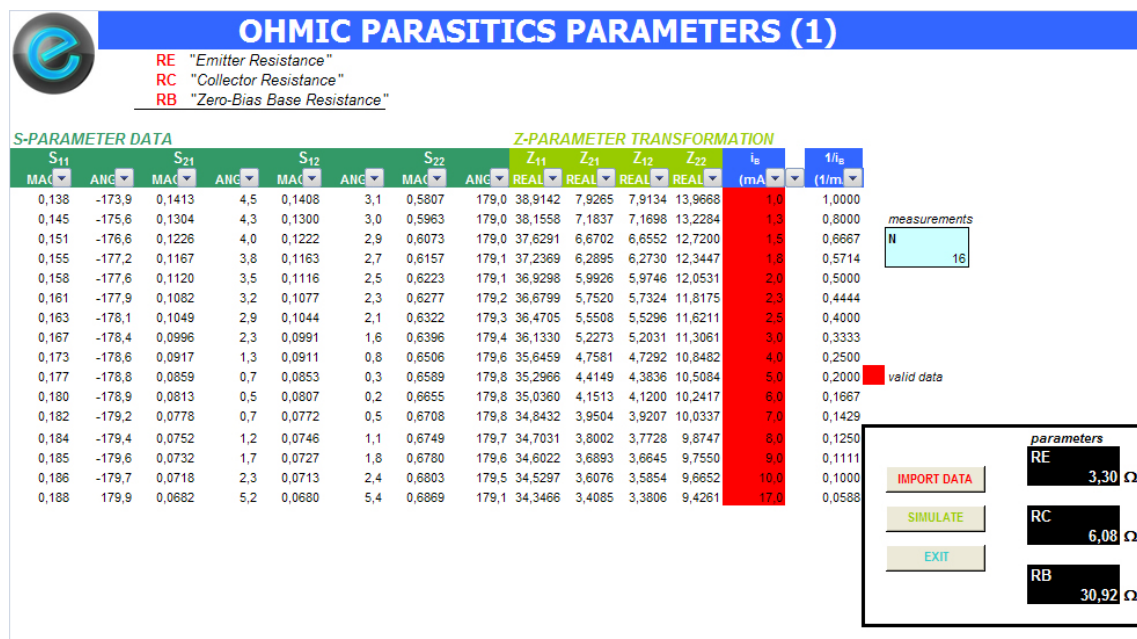
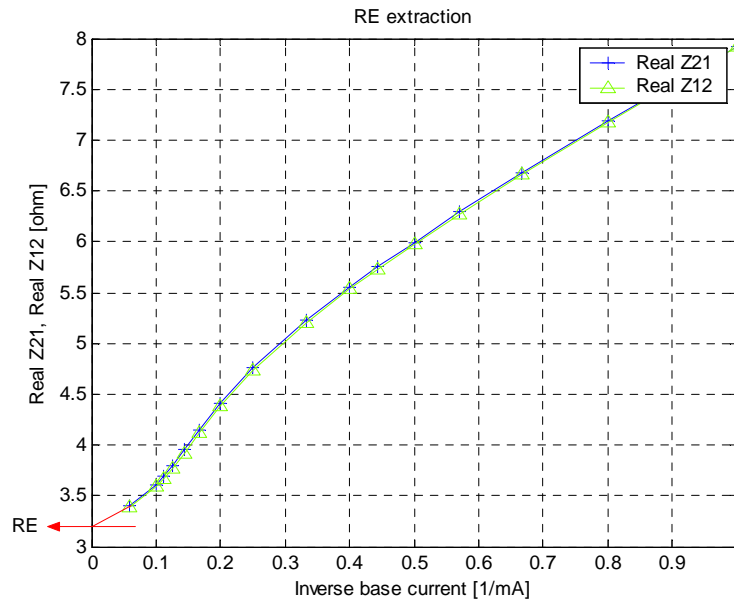


Figura 6.12: Estimación del parámetro RE mediante el programa estim

Un aspecto importante que conviene tener en cuenta al convertir *parámetros-S* a *parámetros-Z* es que, para obtener el valor real de la impedancia, es necesario multiplicar el valor de la impedancia normalizada obtenido directamente de la transformación por la impedancia característica de la línea  $Z_0$ , que habitualmente toma el valor de  $50 \Omega$ .

$$Z_{ij} = \bar{Z}_{ij} \cdot Z_0 \quad (6.35)$$

Según [12], la estimación del parámetro  $R_E$  se puede llevar a cabo a partir de  $\Re\{Z_{12}\}$  o  $\Re\{Z_{21}\}$ . Se puede comprobar que para frecuencias bajas ( $f < 1$  GHz) el punto de intersección con el eje vertical de la curva  $\Re\{Z_{12}\} = f(1/i_B)$  es idéntico que el correspondiente a el punto de intersección con el eje vertical de la curva  $\Re\{Z_{21}\} = f(1/i_B)$  (ver **Figura 6.13**).

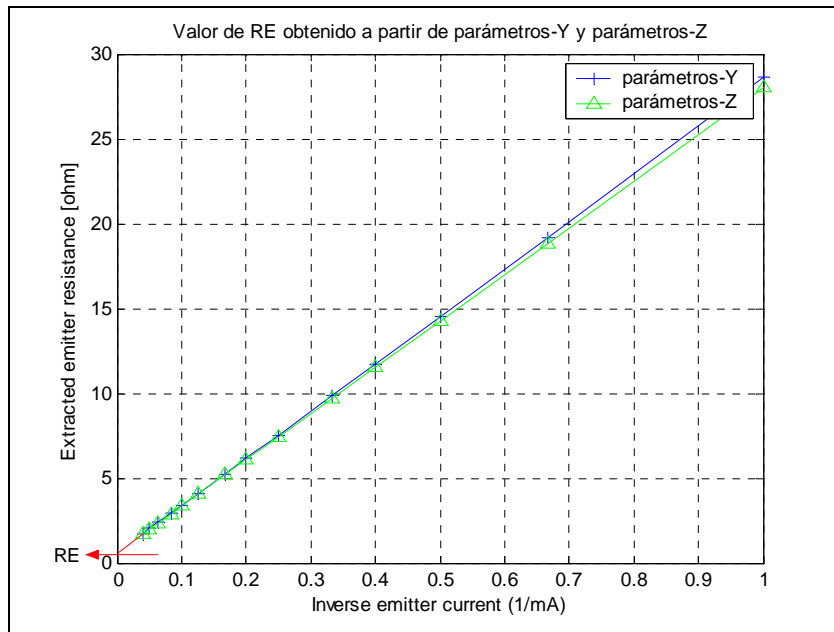


**Figura 6.13:**  $\Re\{Z_{21}\} = f(1/i_B)$ ,  $\Re\{Z_{12}\} = f(1/i_B)$ ,  $f = 100$  MHz

También, según [13], el valor del punto de intersección de la curva  $|1/Y_{21}| = f(1/i_E)$  con el eje vertical también resulta el valor de la resistencia externa de emisor  $R_E$ . Se ha podido comprobar que en efecto es así (ver **Fig. 6.14**). Para ello, se ha utilizado el HBT de SiGe BFP620F de *Infineon Technologies*, dando como resultado una  $R_E = 0.6 \Omega$  (ver **Apéndice 12.1**).

A primera vista podría parecer evidente que la inversa de la admitancia  $Y_{21}$  sea directamente la impedancia  $Z_{21}$ , pero en realidad no es así.

$$Y_{21} = \frac{-Z_{21}}{(Z_{11}Z_{22}) - (Z_{12}Z_{21})} \Rightarrow \frac{1}{Y_{21}} = \frac{(Z_{11}Z_{22}) - (Z_{12}Z_{21})}{-Z_{21}} \neq Z_{21} \quad (6.36)$$



**Figura 6.14: Resistencia de emisor,  $R_E$ , obtenida a partir de *parámetros-Y* y *parámetros-Z***

Notar que es necesario multiplicar los valores obtenidos de  $|1/Y_{21}|$  por la impedancia característica de la línea  $Z_0 = 50 \Omega$ . Esto es debido a que la inversa de una admitancia da como resultado una impedancia, cuya unidad es el  $\Omega$ .

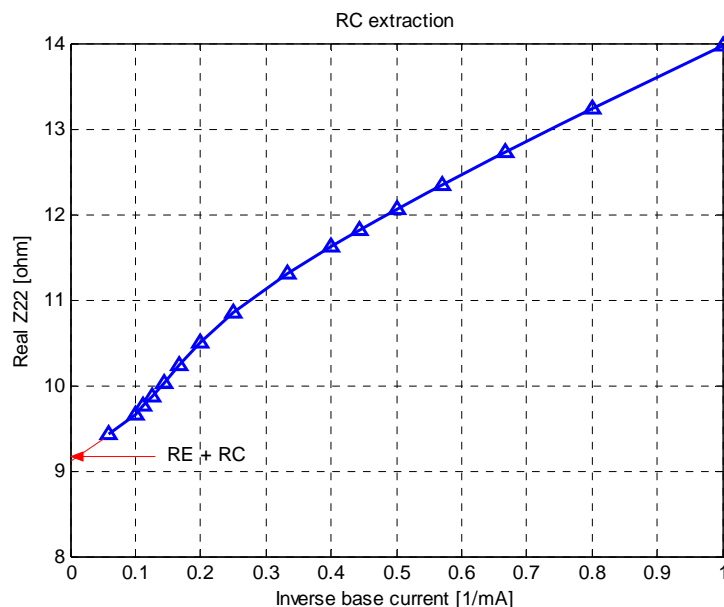
$$Y_{21} = \overline{Y_{21}} / Z_0 \Rightarrow 1/Y_{21} = \frac{1}{\overline{Y_{21}} / Z_0} = Z_0 \cdot 1/\overline{Y_{21}} \quad (6.37)$$

Por otro lado, se ha comprobado que el método para extraer la resistencia parásita de emisor a partir de medidas de *parámetros-Y* es válido sólo para transistores cuya resistencia parásita de base,  $R_B$ , sea de valor aproximadamente igual y substancialmente inferior a  $10 \Omega$ . De esta forma, el error que se comete al estimar el valor de la resistencia  $R_E$  es ínfimo y despreciable. No es el caso del transistor MRF927T1 de *Motorola*, cuya resistencia de base es igual a  $31 \Omega$  (ver **Apéndice 12.1**).

## 6.5.2 Extracción del parámetro RC

A partir de la expresión (6.5) obtenemos valores de  $Z_{22}$  para una polarización  $i_C = 0$  A y  $v_{BE} \sim [0.85 \text{ V} \dots 1.5 \text{ V}]$ .

Según [10], la intersección de la curva  $\Re\{Z_{22}\} = f(1/i_B)$  con el eje vertical ( $i_B \approx \infty$ ;  $i_C = 0$ ) corresponde al valor  $R_E + R_C$ . La **Figura 6.15** confirma tal exposición.



**Figura 6.15: Extracción del parámetro RC**

Basta substraer al valor óhmico del punto de intersección de la curva  $\Re\{Z_{22}\} = f(1/i_B)$  con el eje vertical el valor de  $R_E$  estimado en el apartado anterior de este capítulo para obtener el valor de  $R_C$ .

Otro planteamiento equivalente se describe en [8] y [12]. El valor de  $R_C$  puede ser extraído directamente a partir del punto de intersección de la curva  $\Re\{Z_{22} - Z_{21}\} = f(1/i_B)$  con el eje vertical ( $i_B \approx \infty$ ). Del mismo modo, tal y como quedó reflejado en la **Figura 6.13** y según se reseña en [12], para bajas frecuencias se cumple que  $\Re\{Z_{12}\} \cong \Re\{Z_{21}\}$ , lo que justifica que el parámetro  $R_C$  puede ser estimado, también, como el valor óhmico del punto de intersección de la curva  $\Re\{Z_{22} - Z_{12}\} = f(1/i_B)$  con el eje de ordenadas.

El parámetro RC estimado por el programa **estim** e igual a  $6 \Omega$  es justamente el mismo que el proporcionado por *Motorola* en su hoja de datos del transistor **MRF927T1** (ver **Apéndice 12.1** y **Figura 6.16**).

Se han verificado y cotejado cada uno de los planteamientos o métodos de extracción previamente citados, dando en todos ellos el mismo resultado.

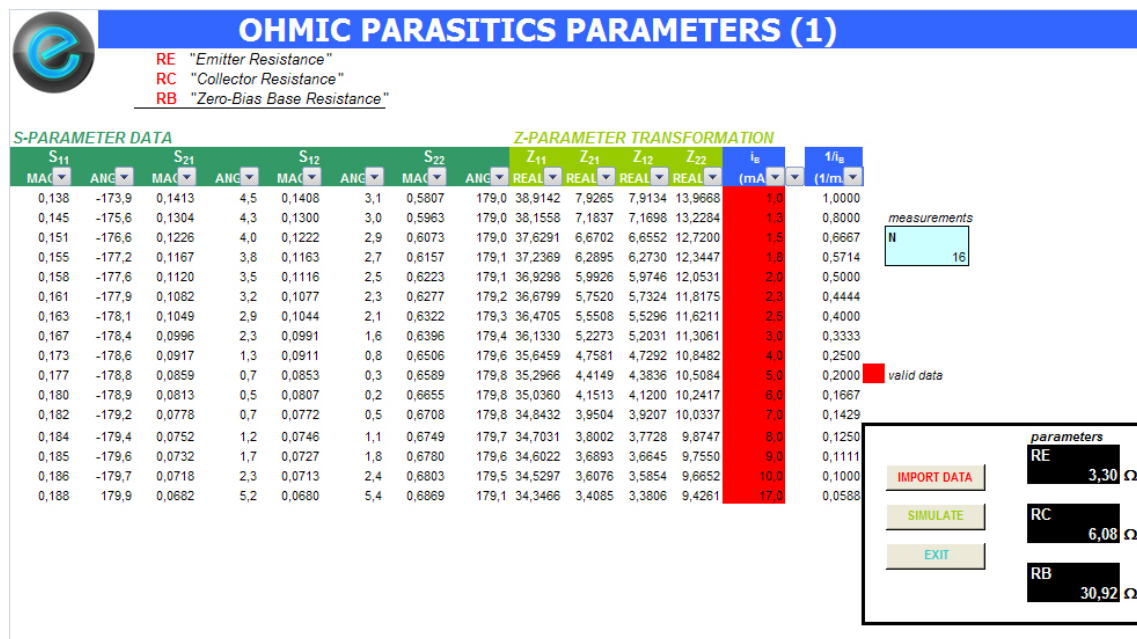


Figura 6.16: Estimación del parámetro RC mediante el programa estim

### 6.5.3 Extracción del parámetro RB

A partir de la expresión (6.2) obtenemos valores de  $Z_{11}$  para una polarización  $i_C = 0$  A y  $v_{BE} \sim [0.85 \text{ V} \dots 1.5 \text{ V}]$ .

Según [12], el valor de  $R_B$  puede ser extraído directamente a partir del punto de intersección de la curva  $\Re\{Z_{11} - Z_{12}\} = f(1/i_B)$  con el eje vertical ( $i_B \approx \infty$ ). Dicho en otras palabras, el valor óhmico del punto de intersección de la curva  $\Re\{Z_{11}\} = f(1/i_B)$  con el eje vertical ( $i_B \approx \infty$ ;  $i_C = 0$ ) corresponde al valor  $R_E + R_B$  (ver Figura 6.17).

Del mismo modo que para el caso de la extracción de la resistencia parásita de colector,  $R_C$ , bastará con restarle al valor óhmico del punto de intersección de la curva  $\Re\{Z_{11}\} = f(1/i_B)$  con el eje vertical el valor de  $R_E$  estimado en el **Apartado 6.5.1** de este mismo capítulo para, finalmente, obtener el valor de  $R_B$ .

El parámetro  $R_B$  estimado por el programa **estim** e igual a  $31 \Omega$  es justamente el mismo que el proporcionado por *Motorola* en su hoja de datos del transistor MRF927T1 (ver **Apéndice 12.1** y **Figura 6.18**).



## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

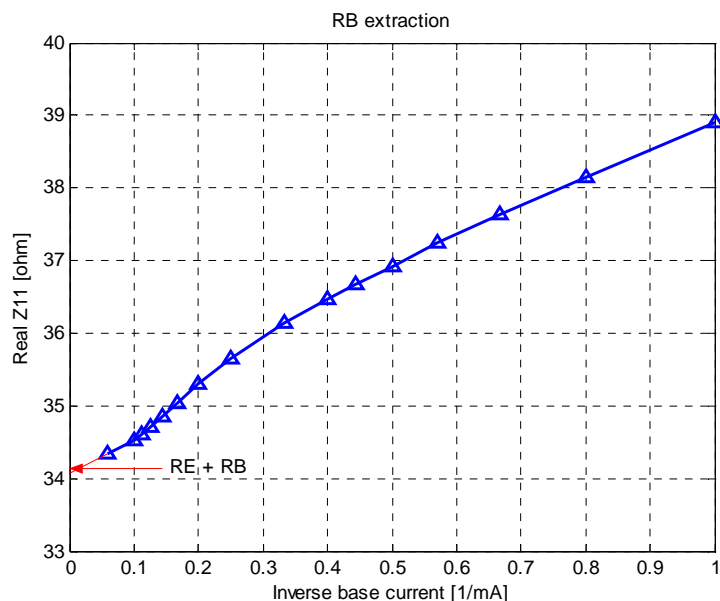


Figura 6.17: Extracción del parámetro RB

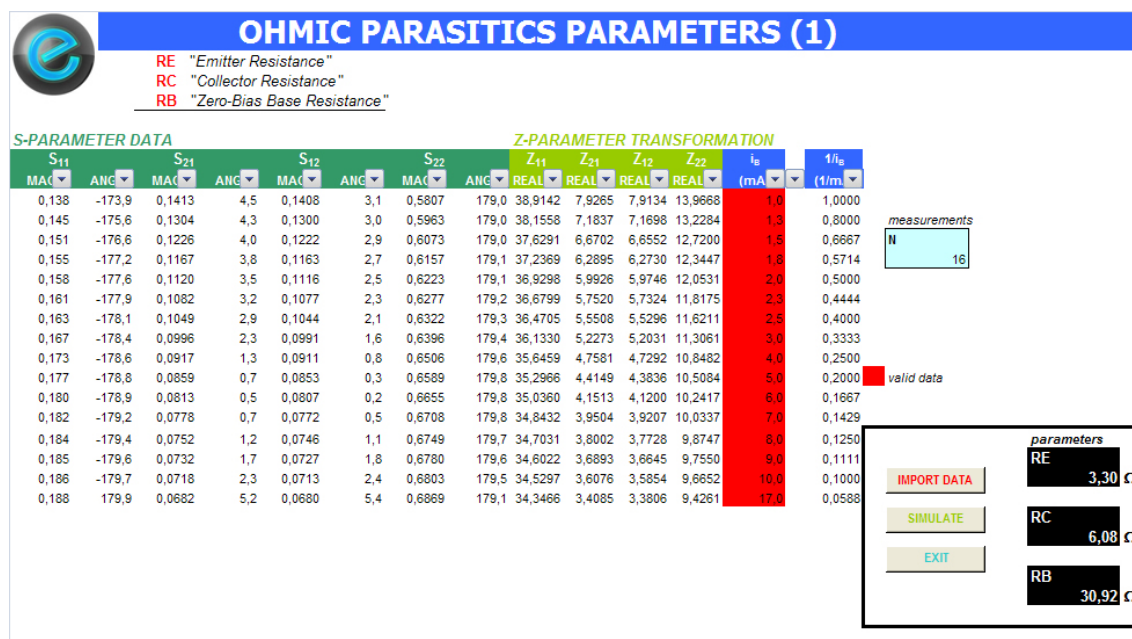


Figura 6.18: Estimación del parámetro RB mediante el programa estim

En el presente proyecto también se utiliza el método descrito en [17] para estimar la resistencia parásita de acceso del terminal de base,  $R_B$ . Para ello, se ha utilizado el transistor de silicio-germanio BFP620F de *Infineon Technologies* (ver Apéndice 12.1 y Figura 6.19).

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

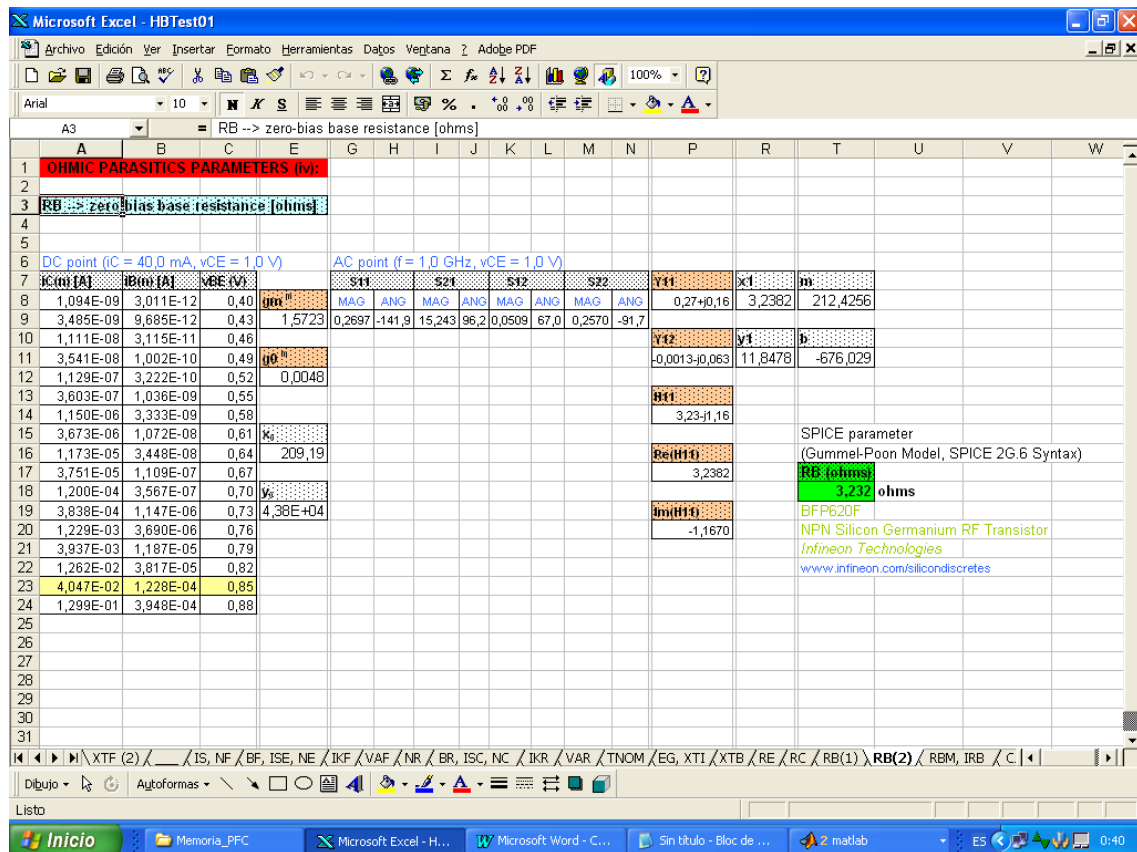


Figura 6.19 Método alternativo para estimar el parámetro RB

## 6.5.4 Extracción de los parámetros RBM e IRB

Directamente de (ii) se deduce en (6.34) que para  $i_B \rightarrow \infty$ , es decir, para altas corrientes,  $R_{BM} = R_{BB}$ . Por lo tanto, para estimar el parámetro RBM basta con dibujar la curva  $R_{BB} = f(1/i_B)$  a partir de la ecuación (6.27) y obtener el valor óhmico del punto de intersección de esta curva con el eje vertical, tal y como se muestra en la Figura 6.20.

Tener en cuenta que es necesario multiplicar los valores obtenidos de  $\Re\{H_{11}\}$  en (6.28) por la impedancia característica de la línea  $Z_0 = 50 \Omega$  (ver Apéndice 12.9 de este proyecto).

Por otra parte y según la ecuación (6.33), el parámetro  $I_{RB}$  adoptará el valor de la corriente de base,  $i_B$ , donde la resistencia de base  $R_{BB}$  alcanza la mitad de su valor máximo (ver Figura 6.21). Para ello, se computa  $R_B$  como el punto de intersección de la curva  $R_{BB} = f(i_B)$  con el eje vertical ( $i_B \rightarrow 0$  A) y se utiliza el valor óhmico de  $R_{BM}$  previamente estimado.

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

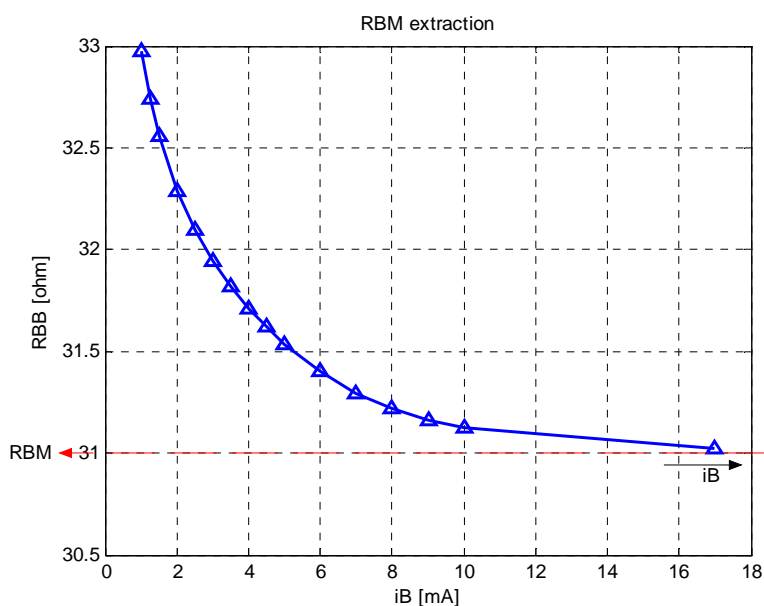


Figura 6.20: Extracción del parámetro RBM

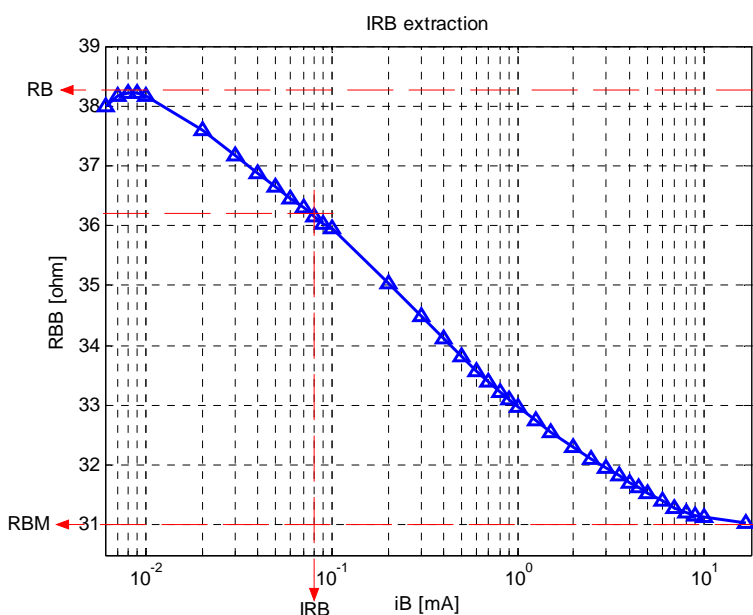


Figura 6.21: Extracción del parámetro IRB. Eje x en escala logarítmica

Notar que, al trabajar con valores bajos de  $i_B$  ( $V_{BE} < 0.85$  V), será necesario sumar al valor óhmico de  $R_B$  obtenido como el punto de intersección de la curva  $R_{BB} = f(i_B)$  con el eje vertical, la resistencia parásita de emisor,  $R_E$  [5].

Finalmente, la **Figura 6.22** y **Figura 6.23** muestran el método de extracción de los parámetros RBM e IRB utilizando el programa estimador de parámetros

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

SPICE **estim**. Tal y como se puede observar, el valor de los parámetros es idéntico al proporcionado por *Motorola* en su hoja de datos para el transistor MRF927T1 (ver **Apéndice 12.1**).

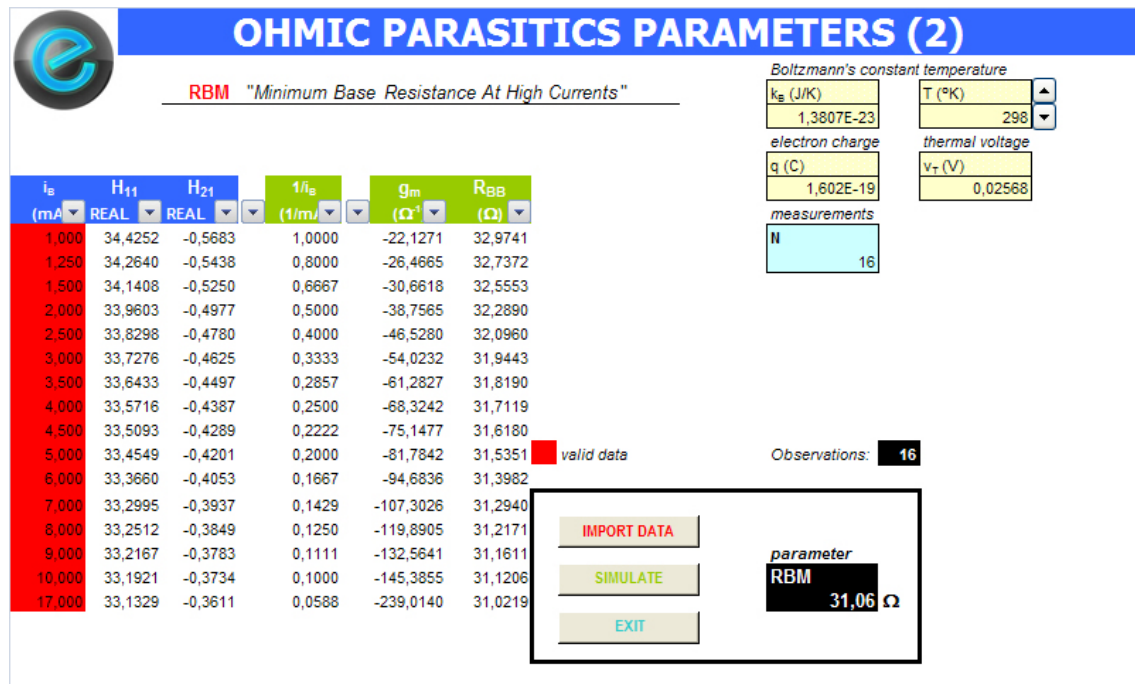


Figura 6.22: Estimación del parámetro RBM mediante el programa estim

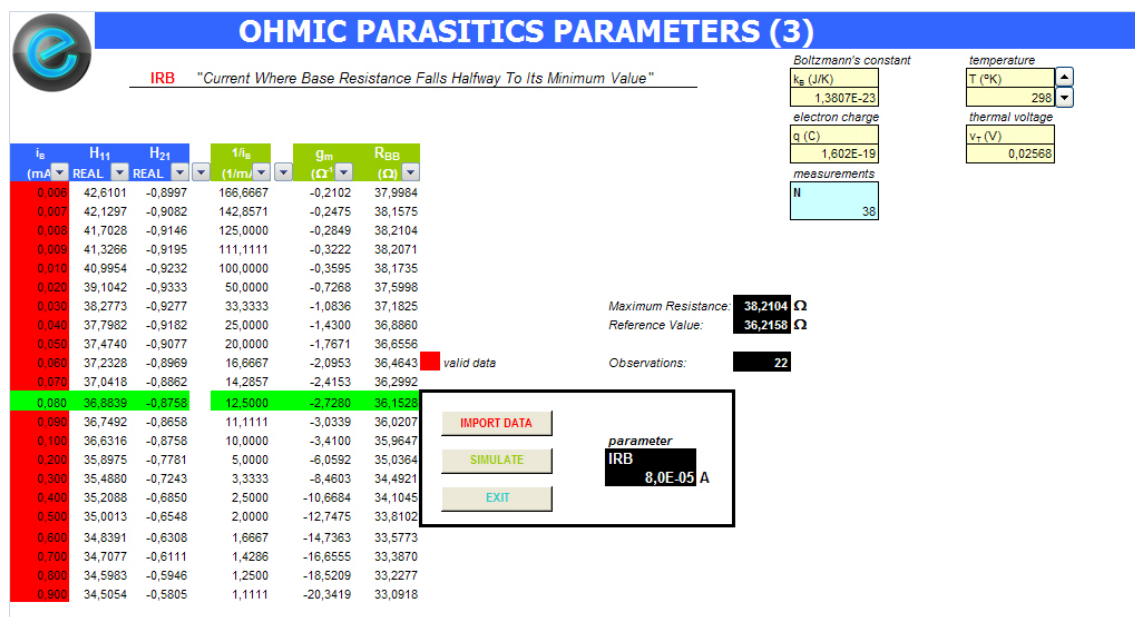


Figura 6.23: Estimación del parámetro IRB mediante el programa estim

## 7. Parámetros capacitivos

### 7.1 Conceptos previos

Un segundo paso al estudio del comportamiento de un transistor en régimen permanente es el análisis en régimen dinámico. El análisis de un transistor en régimen dinámico hace referencia a su comportamiento cuando las tensiones y corrientes varían en el tiempo. El modelo dinámico de un transistor incorpora las capacidades parásitas.

Un transistor presenta efectos capacitivos derivados de la acumulación o almacenamiento de cargas en las zonas de carga de espacio de las dos uniones y en las regiones neutras cuando varían las tensiones de polarización.

La zona de carga de espacio también se conoce con el nombre de región de transición. Para abreviar, en las próximas líneas y en el resto de este proyecto, denominaremos a esta zona ZCE.

A modo de recordatorio resulta necesario rememorar que en un transistor existen dos uniones PN, una entre el emisor y la base y otra entre la base y el colector. Del mismo modo, en cualquier unión PN se distinguen tres regiones. Tenemos dos regiones neutras P y N, donde el campo eléctrico es nulo y donde hay, por tanto, neutralidad de carga y la ZCE o región de transición entre P y N, donde hay un campo eléctrico intenso producido por un dipolo de carga. Un dipolo no es más que un sistema formado por dos cargas de signo opuesto separadas por una cierta distancia.

Tal y como hemos comentado con anterioridad, al variar la tensión de polarización aplicada a una unión PN se produce una acumulación de portadores en el semiconductor, presentándose, de esta forma, efectos capacitivos. El primer efecto está relacionado con la carga almacenada en la ZCE y hablamos de capacidad de transición<sup>33</sup>. El otro efecto capacitivo tiene como causa la acumulación de portadores (electrones libres y huecos) en las regiones neutras, dando lugar al concepto de capacidad de difusión.

---

<sup>33</sup> En algunas obras podemos encontrar esta capacidad con el nombre de capacidad de unión o deplexión.

### 7.1.1 La capacidad de transición

Cuando aumentamos la tensión de polarización aplicada a una unión PN, la anchura de la ZCE disminuye. El valor de la capacidad que corresponde a esta acumulación de carga viene determinado por (7.1).

$$C_J = \frac{dQ_j}{dV_D} = \frac{\epsilon A}{x_d} \quad (7.1)$$

La expresión obtenida en (7.1) para la capacidad de transición es la misma que la que presentaría un condensador plano de área A, con una separación entre placas  $x_d$  y que tuviera como dieléctrico, por ejemplo, el silicio (la constante dieléctrica del cual es  $\epsilon$ ).

La capacidad  $C_J$  también se puede expresar como en (7.2).

$$C_J = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V_D}{V_{bi}}\right)^m} \quad (7.2)$$

donde  $C_{j0} = \epsilon A / x_d$ .

### 7.1.2 La capacidad de difusión

Al aumentar la tensión de polarización se produce un incremento de minoritarios en las regiones P y N. Este incremento es el resultado del dominio de la corriente de difusión sobre la de arrastre, es decir, la región P inunda con huecos la región N y viceversa. Recordar que los dos mecanismos básicos que provocan el movimiento de portadores y que, por tanto, dan lugar a corrientes en los semiconductores. Estos son el movimiento provocado por un campo eléctrico, que da lugar a la corriente de arrastre, y el originado por diferencias de concentraciones, que da lugar a la corriente de difusión.

El incremento de la concentración de portadores en una región del semiconductor implica inyectar estos portadores desde el terminal externo y almacenarlos en esta región. Se trata, por tanto, de otro efecto capacitivo, denominado capacidad de difusión, que relaciona el incremento de carga y el aumento de tensión.

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

La capacidad de difusión está asociada a la corriente que atraviesa la región de transición de la unión. Esta capacidad viene dada por (7.3).

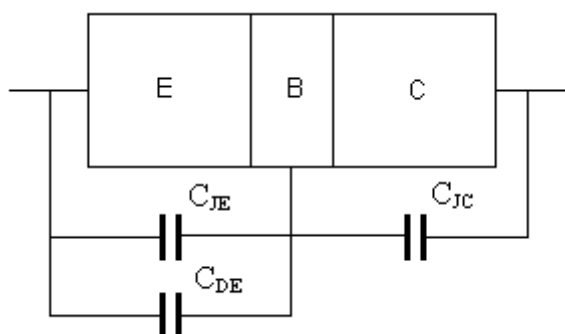
$$C_D = \frac{dQ_s}{dV_D} = \tau_s \frac{d(\tau_t I_D)}{dV_D} = \tau_t \frac{I_s}{V_T} e^{V_D/V_T} \approx \frac{\tau_t I_D}{V_T} \quad (7.3)$$

donde  $\tau_t$  es una constante de proporcionalidad que tiene dimensiones de tiempo y se denomina tiempo de tránsito.  $I_D$  es la corriente que atraviesa la unión,  $V_T$  la tensión térmica y, por último,  $I_s$  la corriente inversa de saturación.

La interpretación de (7.3) es que si una carga  $Q_s$  es inyectada cada tiempo  $\tau_t$  en el dispositivo, la corriente resultante es  $I_D$ .

Cabe observar que esta capacidad tiene una dependencia exponencial con la tensión de polarización. Cuando  $V_D$  es positiva,  $C_D$  tiene un valor elevado, pero en polarización inversa suele ser despreciable.

A modo de resumen, en un transistor el almacenamiento de portadores a consecuencia del aumento de la tensión de polarización es un fenómeno capacitivo que se modela con las capacidades de transición y de difusión.



**Figura 7.1: Modelo capacitivo simplificado del transistor, polarizado en la región activa**

A modo de ejemplo y con el objetivo de asimilar mejor las líneas anteriores, tal y como muestra la **Figura 7.1**, la unión B-C (base-colector), al estar polarizada inversamente en la región activa, contribuye únicamente con una capacidad de transición en el circuito equivalente,  $C_{JC}$ . La unión B-E (base-emisor), en cambio, al estar polarizada directamente en la región activa, exhibe tanto una capacidad de transición,  $C_{JE}$ , como una capacidad de difusión,  $C_{DE}$ .

Recordar que la capacidad equivalente de dos condensadores en paralelo es igual a la suma de las capacidades individuales.

Por último, citar que SPICE modela los efectos capacitivos presentados en estas líneas, tal y como se mencionó en el **Capítulo 2** de este proyecto.

## 7.2 Ecuaciones capacitivas del modelo G-P

Dado que los parámetros capacitivos son independientes del resto de los parámetros del modelo en gran señal o modelo dinámico de Gummel-Poon (G-P) para el transistor bipolar, suelen ser los primeros en ser extraídos. Estos parámetros definidos son los mostrados en la **Tabla 7.1**.

**Tabla 7.1: SPICE CV parameters (Gummel-Poon Model, Berkeley-SPICE 2G.6 Syntax)**

---

**CBE:**

CJE.....B-E zero bias depletion capacitance  
 VJE.....B-E built-in potential  
 MJE.....B-E junction exponential factor

**CBC:**

CJC.....B-C zero bias depletion capacitance  
 VJC.....B-C built-in potential  
 MJC.....B-C junction exponential factor  
 XCJC.....fraction of B-C capacitor connected to internal base

**CCS:**

CJS.....zero bias collector-substrate capacitance  
 VJS.....substrate junction built-in potential  
 MJS.....substrate junction exponential factor

**CAPACITOR FORWARD CHARACTERISTICS:**

FC.....forward bias depletion capacitance coefficient

---

Según [5], las capacidades de las uniones B-C, B-E se determinan a partir de (7.4) y (7.5).

$$\begin{aligned}
 C_{BC} &= C_{SBC} + C_{DBC} = \\
 &= \frac{C_{JC}}{\left(1 - \frac{v_{BC}}{V_{JC}}\right)^{M_{JC}}} + T_R \frac{di_C}{dv_{BC}} = \frac{C_{JC}}{\left(1 - \frac{v_{BC}}{V_{JC}}\right)^{M_{JC}}} + \frac{T_R}{N_R V_T} \frac{I_S}{N_{qB}} e^{\frac{v_{BC}}{N_R V_T}} \quad (7.4)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 C_{BE} &= C_{SBE} + C_{DBE} = \\
 &= \frac{C_{JE}}{\left(1 - \frac{v_{BE}}{V_{JE}}\right)^{M_{JE}}} + T_{FF} \frac{di_C}{dv_{BE}} = \frac{C_{JE}}{\left(1 - \frac{v_{BE}}{V_{JE}}\right)^{M_{JE}}} + \frac{T_{FF}}{N_F V_T} \frac{I_S}{N_{qB}} e^{\frac{v_{BE}}{N_F V_T}} \quad (7.5)
 \end{aligned}$$

Por otro lado,



$$C_{SC} = \frac{C_{JS}}{\left(1 - \frac{V_{SC}}{V_{JS}}\right)^{M_{JS}}} \quad (7.6)$$

donde  $C_{Sbi}$  modela la capacidad de transición (el subíndice 'S' viene del inglés *space charge*, referente a la zona de carga de espacio del transistor) y  $C_{DBi}$  la capacidad de difusión (el subíndice 'D' viene del inglés *diffusion*) de las uniones BC y BE, respectivamente.

En algunos libros podemos encontrar  $C_{Sbi}$  como  $C_{ji}$  o  $C_{Bi}$  (MEXTRAM) y  $C_{ji}$  como  $C_{ji}$ ,  $C_{ji}$  ó  $C_{j0}$ .

$V_{BE}$  y  $V_{BC}$  son las tensiones de estímulo, cuyos niveles de variación vienen descritos en [18] (ver niveles marcados en amarillo en la **Tabla 7.2**).

**Tabla 7.2: Configuración de las diferentes medidas utilizando el modelo Mextram de Philips**

| Measurement name           | Bias setting                                                                                                    | Meas. data                 |
|----------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------|
| Forward-Early              | $V_{BE} = 0.65 \text{ V}$ , $V_{CB} = 0 \dots V_{CB,max}$                                                       | $I_C, I_B$                 |
| Reverse-Early              | $V_{BC} = 0.65 \text{ V}$ , $V_{EB} = 0 \dots V_{EB,max}$                                                       | $I_E, I_B$                 |
| Forward-Gummel             | $V_{BC} = 0 \text{ V}$ , $V_{BE} = 0.4 \dots 1.2 \text{ V}$                                                     | $I_C, I_B, I_{sub}$        |
| Reverse-Gummel             | $V_{BE} = 0 \text{ V}$ , $V_{BC} = 0.4 \dots 1.2 \text{ V}$                                                     | $I_E, I_B, I_{sub}$        |
| $R_E$ -flyback             | $I_C \simeq 0 \text{ A}$ , $V_{BE} = 1.0 \dots 1.5 \text{ V}$                                                   | $I_E, V_{CE}$              |
| $R_{CC}$ -active           | $V_{BC} = 0.6 \text{ V}$ , $V_{BE} = 0.7 \dots 1.3 \text{ V}$                                                   | $I_C, I_B, I_{sub}$        |
| Output-characteristic      | $I_B = \frac{1}{4}I_{Bset}, \frac{1}{2}I_{Bset}, I_{Bset}$ ,<br>$V_{CE} = 0.0 \dots (V_{CB,max} + 1 \text{ V})$ | $I_C, I_{sub}, V_{BE}$     |
| Base-emitter depl. cap.    | $V_{BE} = -V_{EB,max} \dots 0.4 \text{ V}$                                                                      | $C_{BE}$                   |
| Base-collector depl. cap.  | $V_{BC} = -V_{CB,max} \dots 0.4 \text{ V}$                                                                      | $C_{BC}$                   |
| Substrate-coll. depl. cap. | $V_{SC} = -V_{CB,max} \dots 0.4 \text{ V}$                                                                      | $C_{SC}$                   |
| S-parameters               | $V_{CB} = V_{CB,1}, V_{CB,2}, V_{CB,3}, \dots$<br>$V_{BE} = 0.7 \dots (\sim 1.0 \text{ V})$                     | $I_C, I_B, S\text{-pars.}$ |

Notar que la máxima tensión substrato-colector,  $v_{SC}$ , puede ser tomada como la máxima tensión colector-base,  $v_{CB}$ . Por otro lado, la tensión máxima de la unión es de 0.4 V. A partir de este nivel de tensión, las cargas por difusión acometen.

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

**Tabla 7.3: Niveles máximos de las tensiones  $v_{CB}$  y  $v_{EB}$  (transistor BFP620F de Infineon Technologies)**

| Maximum Ratings           |           |       |      |
|---------------------------|-----------|-------|------|
| Parameter                 | Symbol    | Value | Unit |
| Collector-emitter voltage | $V_{CEO}$ | 2.3   | V    |
| Collector-emitter voltage | $V_{CES}$ | 7.5   |      |
| Collector-base voltage    | $V_{CBO}$ | 7.5   |      |
| Emitter-base voltage      | $V_{EBO}$ | 1.2   |      |
| Collector current         | $I_C$     | 80    | mA   |
| Base current              | $I_B$     | 3     |      |

Otra alternativa consiste en determinar las capacidades de deplexión a partir de medidas de parámetros-S. Estas medidas se llevan a cabo a frecuencia fija (alta frecuencia) y las condiciones de polarización son las mismas que las mostradas en la **Tabla 7.2**. Después de convertir los parámetros-S a parámetros-Y, el valor de las capacidades se puede obtener como

$$C_{SBC} = C_{BC}^{MEXTRAM} = -\frac{\text{Im}\{Y_{21}\}}{\omega} \quad (7.7)$$

$$C_{SBE} = C_{BE}^{MEXTRAM} = \frac{\text{Im}\{Y_{12} + Y_{11}\}}{\omega} \quad (7.8)$$

$$C_{SC} = C_{SC}^{MEXTRAM} = \frac{\text{Im}\{Y_{12} + Y_{22}\}}{\omega} \quad (7.9)$$

Sin embargo, la desventaja de usar parámetros-S para determinar las capacidades de deplexión es que son mucho más sensibles a errores e imprecisiones.

## 7.3 Descripción del método de extracción propuesto

El método para extraer los parámetros capacitivos **CJE**, **VJE**, **MJE**, **CJC**, **VJC**, **MJC**, **CJS**, **VJS** y **MJS** se basa en [5].

El punto de partida son las ecuaciones (7.4), (7.5) y (7.6). Para una unión en general, la capacidad de transición se define como

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

$$C_{SBi} = \frac{C_{Ji}}{\left(1 - \frac{V_{Bi}}{V_{Ji}}\right)^{M_{Ji}}}, \quad i = E, C \quad (7.10)$$

Para extraer los parámetros capacitivos recurriremos al análisis de regresión, introducido en el **Capítulo 3** de este proyecto.

Así, tomando logaritmos en ambos miembros de **(7.10)**, resulta

$$\ln(C_{SBi}) = \ln(C_{Ji}) - M_{Ji} \ln\left(1 - \frac{V_{Bi}}{V_{Ji}}\right) \quad (7.11)$$

A continuación, realizamos el siguiente cambio de variables para, de esta forma, obtener la relación lineal deseada

$$\begin{array}{ccccccc} y & = & b & + & m & x & \\ & & | & & | & & | \\ & & \ln(C_{SBi}) & & \ln(C_{Ji}) & & -M_{Ji} \\ & & & & & & \ln\left(1 - \frac{V_{Bi}}{V_{Ji}}\right) \end{array} \quad (7.12)$$

Comparando **(7.11)** con **(7.12)** resulta que  $b = \ln(C_{Ji})$  y  $m = -M_{Ji}$ .

Por lo tanto, si ahora despejamos las variables o parámetros de interés, es decir,  $C_{Ji}$  y  $M_{Ji}$ , se obtiene

|                |               |
|----------------|---------------|
| $C_{Ji} = e^b$ | <b>(7.13)</b> |
|----------------|---------------|

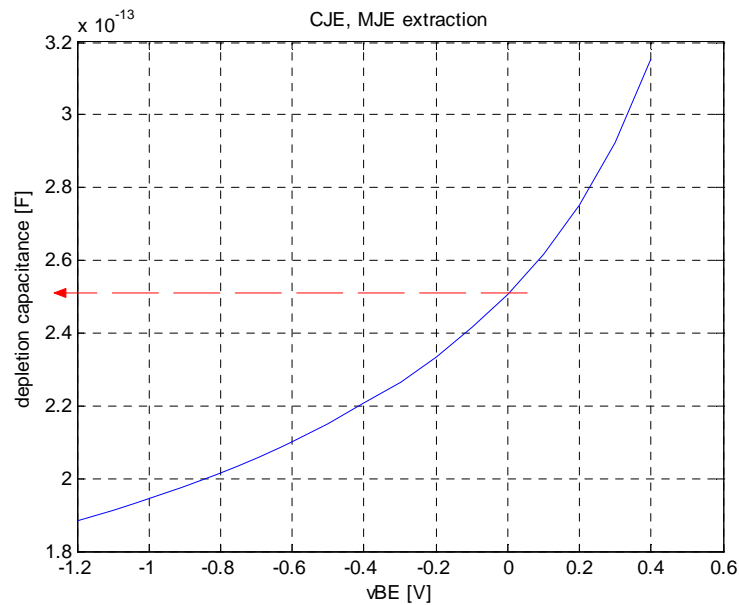
y

|               |               |
|---------------|---------------|
| $M_{Ji} = -m$ | <b>(7.14)</b> |
|---------------|---------------|

Así, por ejemplo, tal y como muestra la **Figura 7.2**, el parámetro  $M_{JE}$  se calcula a partir de la pendiente de la parte lineal del logaritmo neperiano de  $C_{SBE}$

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel y el parámetro  $C_{JE}$  como el punto de intersección con el eje de ordenadas, es decir, el valor de la capacidad de transición para  $v_{BE} = 0$  V (7.15).

$$C_{SBE} \big|_{v_{BE}=0} = C_{JE} \quad (7.15)$$



**Figura 7.2: Extracción de los parámetros CJE y MJE**

El hasta ahora todavía valor del parámetro desconocido  $V_{JE} > 0$  V debe ser tal que sea óptima la calidad de adaptación. Esto es que el coeficiente de determinación de la regresión,  $R^2$ , sea máximo ( $0 < R^2 \leq 1$ ). Valores de  $R^2 \sim 0.9$  es una condición suficiente para considerar que se ha llevado a cabo una estimación del parámetro convenientemente precisa. Se suele utilizar un valor inicial para  $V_{ji} = 0.2$  V. Los valores típicos de  $V_{ji}$  son cercanos a 0.5 V (tensión de difusión).

La **Figura 7.3** muestra la extracción de los parámetros CJE, VJE y MJE utilizando el programa estimador de parámetros SPICE **estim**. Tal y como se puede observar, el valor de los parámetros es idéntico al proporcionado por *Infineon Technologies* en su hoja de datos para el transistor de silicio-germanio BFP620F (ver **Apéndice 12.1**).

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

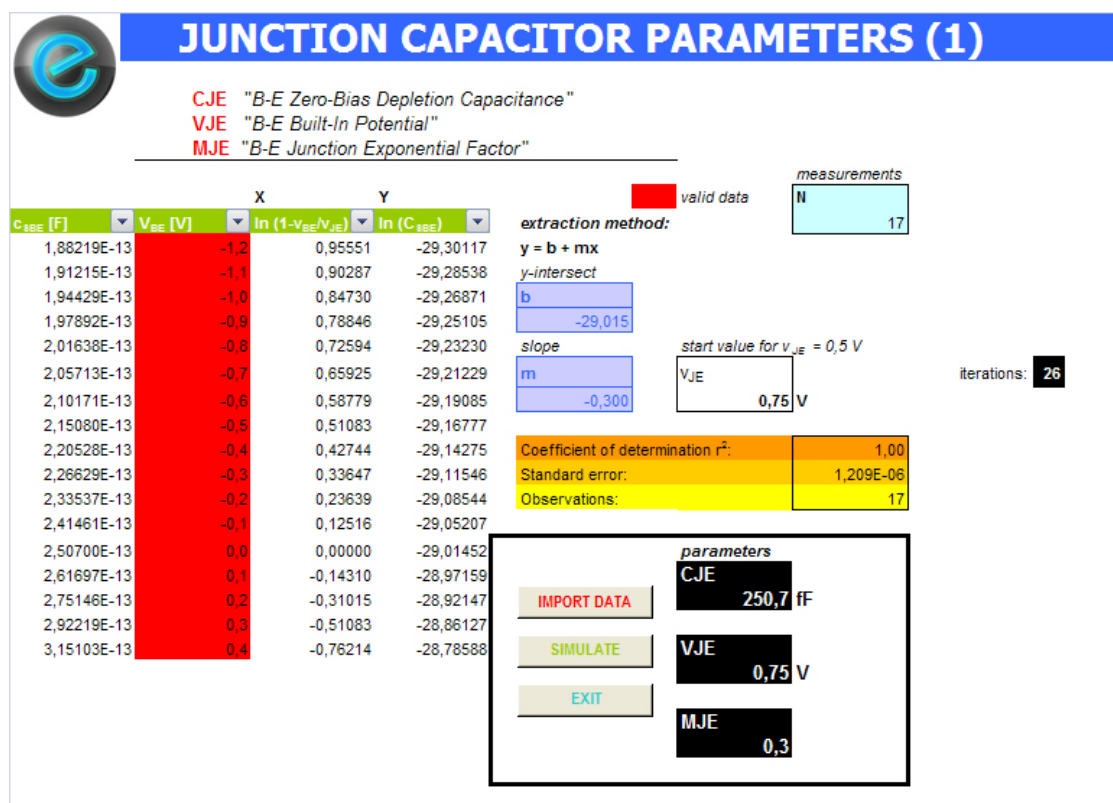


Figura 7.3: Estimación de los parámetros CJE, VJE y MJE mediante el programa estim

La metodología a seguir para extraer los parámetros CJC, VJC, MJC, CJS, VJS y MJS es exactamente la misma que para el caso de la capacidad de transición de la unión B-E anteriormente estudiado.

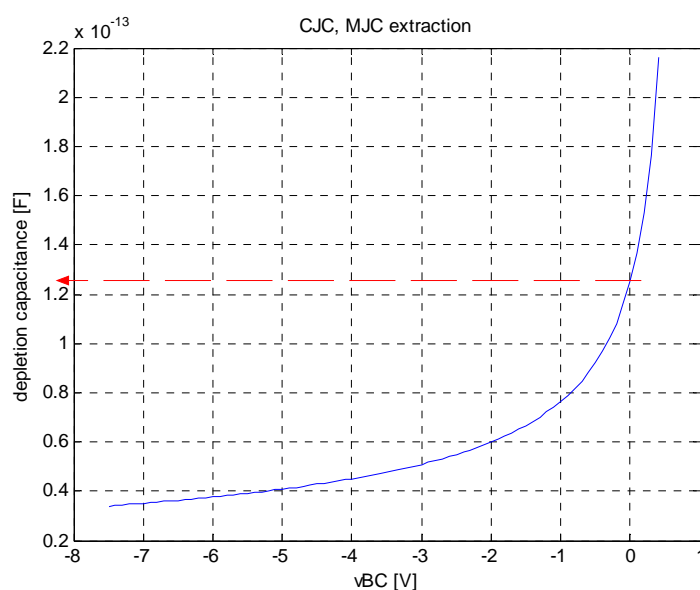


Figura 7.4: Extracción de los parámetros CJC y MJC

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

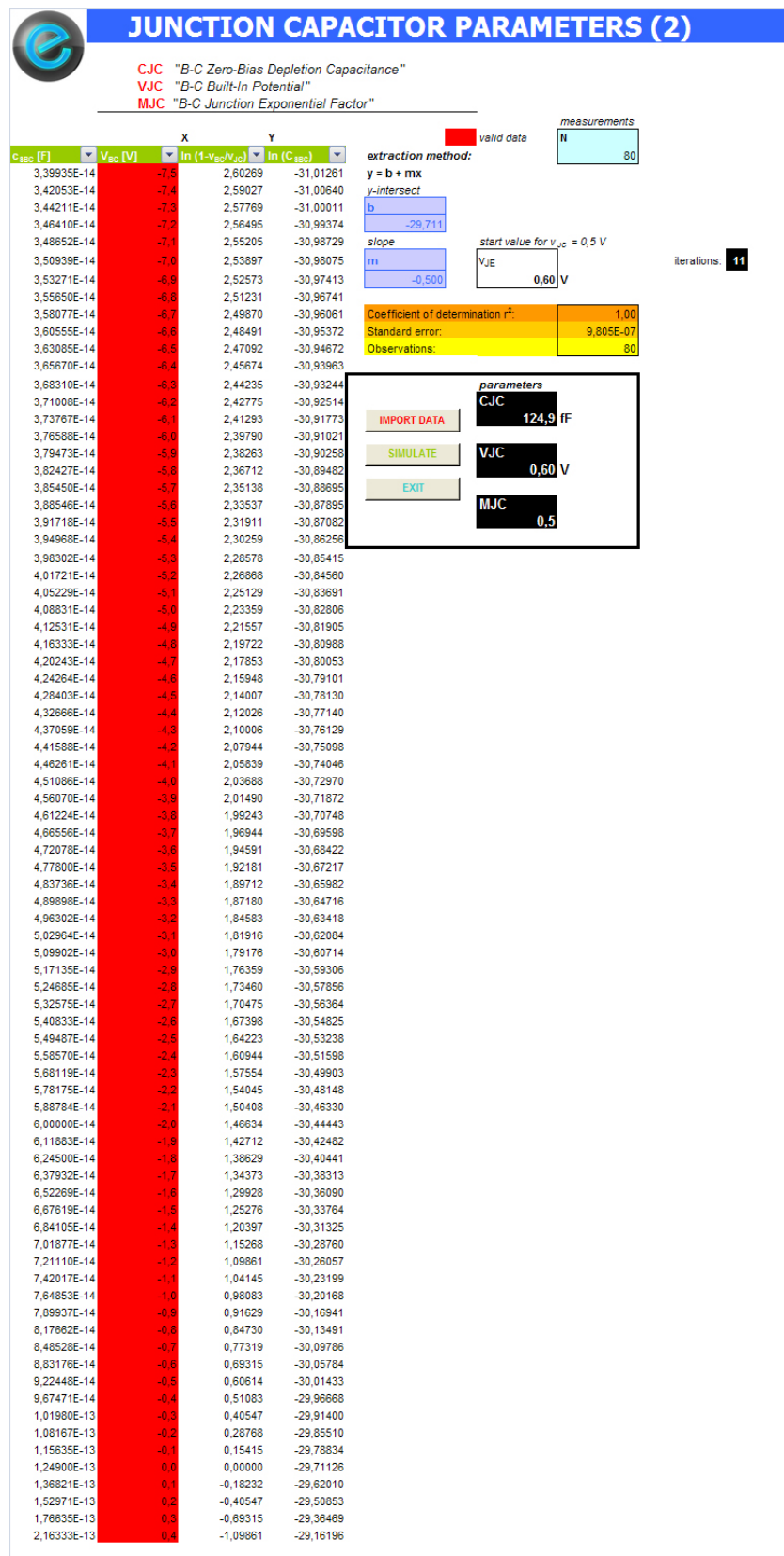


Figura 7.5: Estimación de los parámetros CJC, VJC y MJC mediante el programa estim

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

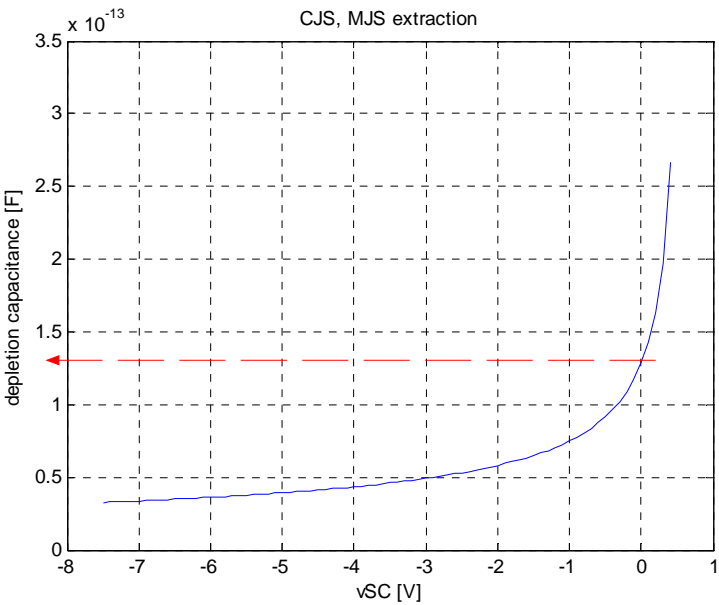


Figura 7.6: Extracción de los parámetros CJS y MJS

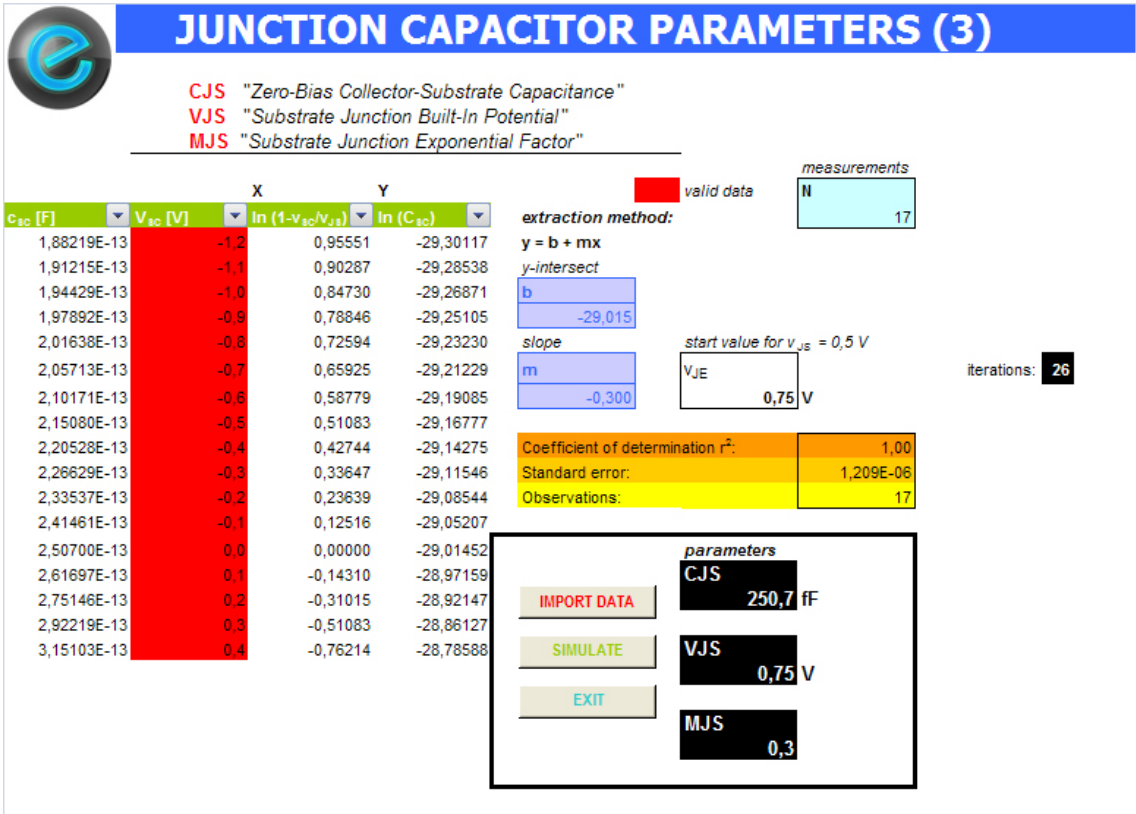


Figura 7.7: Estimación de los parámetros CJS, VJS y MJS mediante el programa estim

## 7.4 Extracción del parámetro $F_C$

El parámetro  $F_C$  se define como el coeficiente para la capacidad de transición con polarización directa.

Según [14] y [19], el parámetro  $F_C$  se calcula a partir de  $V_{JE}$  usando la expresión (7.16).

$$F_C = \frac{0.65}{V_{JE}} \quad (7.16)$$

Es, precisamente, a partir de tensiones  $v_{BE} > 0.65$  V cuando la capacidad de difusión impide la medida directa de la capacidad de transición.

Según [5], para una unión en general, la capacidad de transición se expresa en función de  $v_{BE}$  según (7.17) y (7.18).

- para  $v_{BE} < F_C \cdot V_{JE}$

$$C_{SBE} = \frac{C_{JE}}{\left(1 - \frac{v_{BE}}{V_{JE}}\right)^{M_{JE}}} \quad (7.17)$$

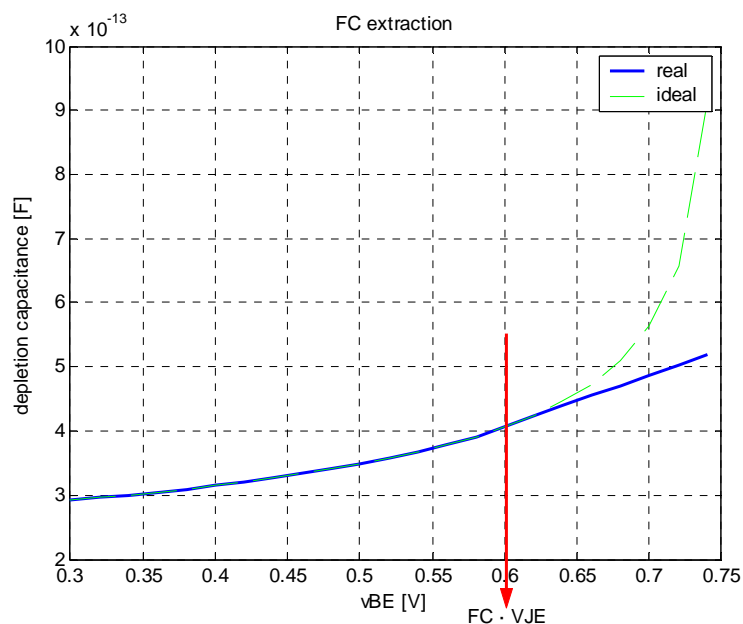
- para  $v_{BE} \geq F_C \cdot V_{JE}$

$$C_{SBE} = \frac{C_{JE}}{(1 - F_C)^{(1+M_{JE})}} \left[ 1 - F_C (1 + M_{JE}) + M_{JE} \frac{v_{BE}}{V_{JE}} \right] \quad (7.18)$$

La interpretación geométrica del parámetro  $F_C$  se muestra en la **Figura 7.8**, [5].



## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel



**Figura 7.8: Resultado de la medida y técnica de extracción del parámetro  $F_C$**

Tal y como se puede observar de la **Figura 7.8**, el parámetro  $F_C$  motiva que la curva  $C_{SBE} = f(v_{BE})$  permute a una expresión lineal de pendiente aproximadamente constante para valores de  $v_{BE} \geq F_C \cdot V_{JE}$ . Tener en cuenta que la curva ideal desprecia el efecto introducido por el coeficiente  $F_C$ .

Tanto el método visual de la **Figura 7.8** como el que aplica directamente la expresión (7.16) son válidos y suficientes para estimar o extraer el parámetro  $F_C$ .

La **Fig. 7.9** muestra la extracción del parámetro  $F_C$  utilizando el programa estimador de parámetros SPICE **estim**. Tal y como se puede observar, el valor estimado para este parámetros es idéntico al proporcionado por *Infineon Technologies* en su hoja de datos para el transistor de silicio-germanio **BFP620F** (ver **Apéndice 12.1**).

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

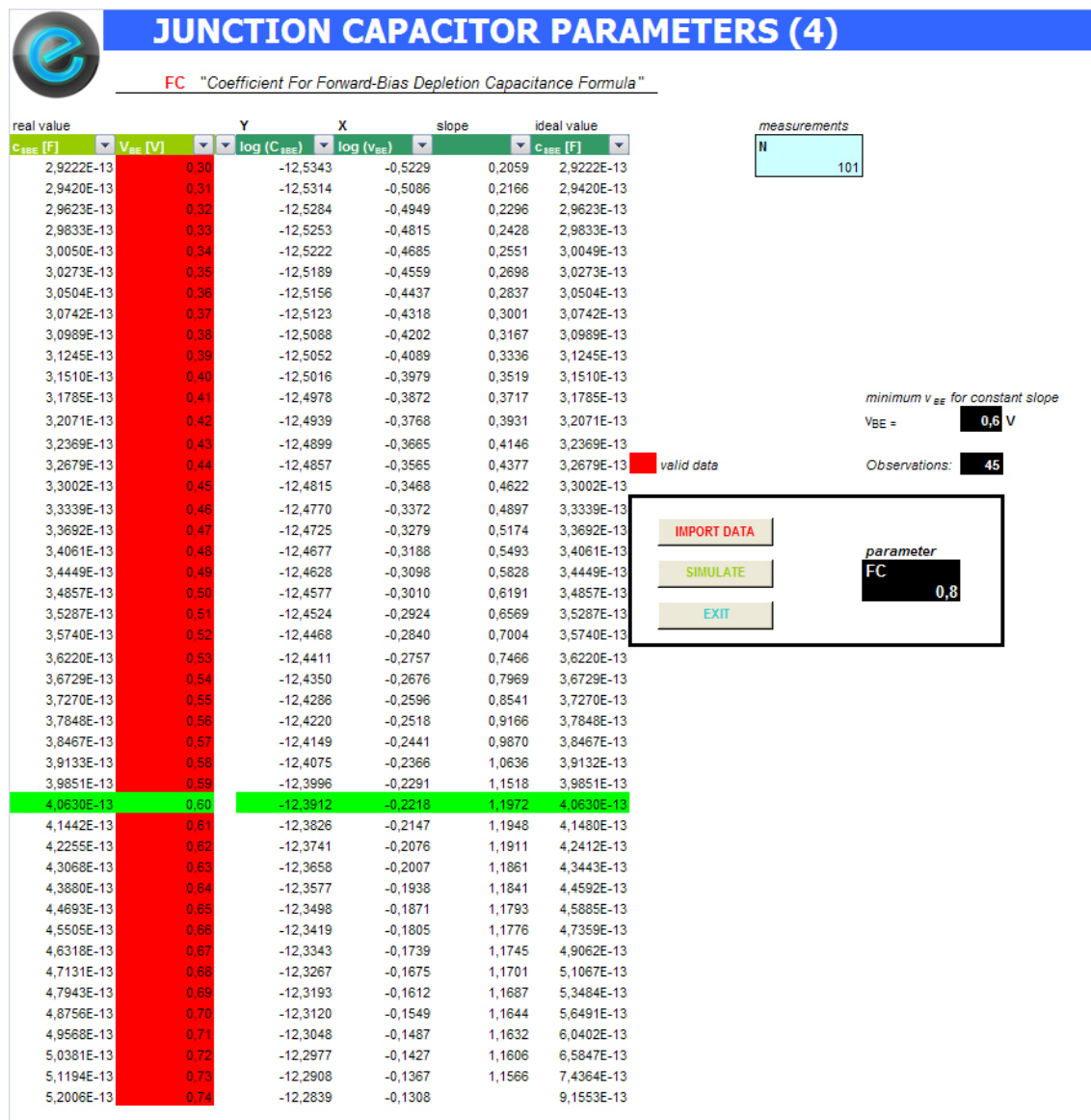


Figura 7.9: Estimación del parámetro FC mediante el programa estim

## 7.5 Extracción del parámetro XCJC

El parámetro XCJC se define como la fracción de la capacidad de deplexión base-colector conectada al nodo interno de la base. Este parámetro puede ser de transcendental importancia en el funcionamiento del transistor bipolar a alta frecuencia.

El modelo en pequeña señal de Gummel-Poon (G-P) es el que se muestra en la **Figura 7.10**, muy similar al modelo híbrido- $\pi$ . El modelo en pequeña señal de Ebers-Moll (E-M) es similar al de Gummel-Poon (G-P) pero sin la capacidad  $C_{jx}$ . La capacidad  $C_{jx}$  se calcula haciendo uso del nuevo parámetro XCJC.

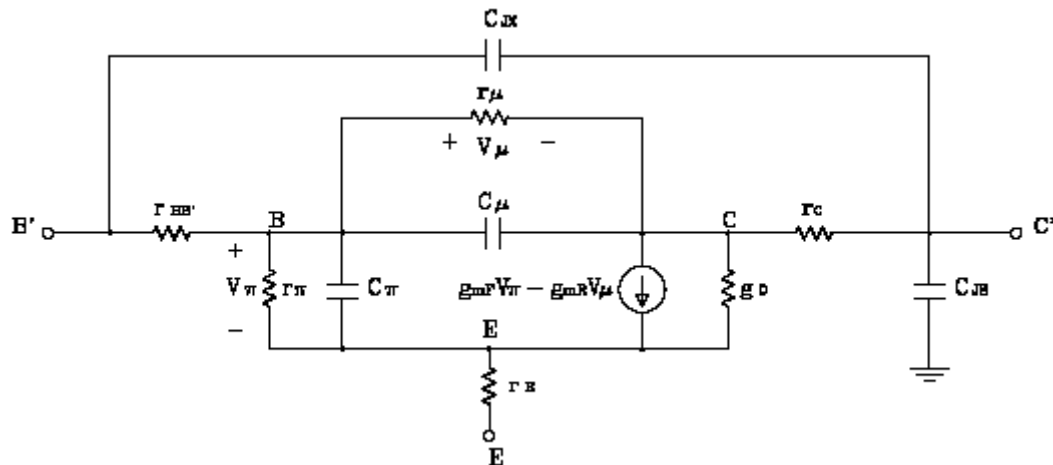


Figura 7.10: Modelo en pequeña señal de Gummel-Poon

Según [12], a partir de los *parámetros-Y* del circuito equivalente en pequeña señal del transistor bipolar se pueden obtener todos los elementos capacitivos del modelo. Así, el parámetro XCJC puede ser extraído o estimado a partir de la expresión (7.19).

$$\omega(C_{bcp} + C_{JC}) = \text{Im}(Y_{22} + Y_{12}) \quad (7.19)$$

Desarrollando la expresión (7.19) y teniendo en cuenta que (7.20) es la capacidad entre el conector externo de la base y el colector, se obtiene (7.21).

$$(1 - XCJC) \cdot C_{JC} = C_{bcp} \quad (7.20)$$

$$XCJC = \frac{-\text{Im}(Y_{22} + Y_{12})}{\omega C_{JC}} + 2 \quad (7.21)$$

donde  $\omega = 2\pi f$ .

Notar que  $XCJC \cdot C_{JC}$  será la capacidad entre el conector interno de la base y el colector y  $C_{JC}$  la capacidad total.

A partir de los *parámetros-S* del transistor **BFP620F** proporcionados por *Infineon Technologies* y aplicando (7.22) y (7.23) se obtienen los *parámetros-Y* necesarios para llevar a cabo la estimación del parámetro XCJC.

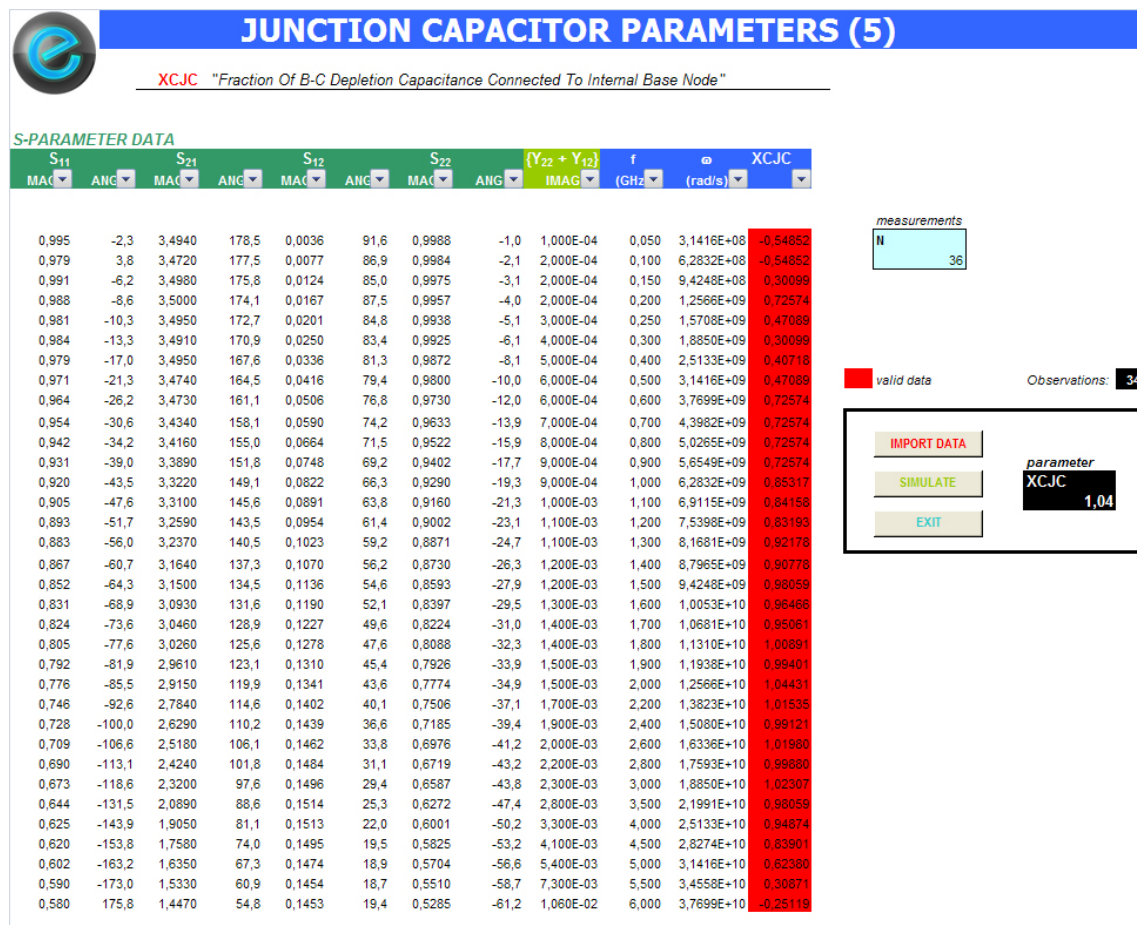
$$Y_{22} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \cdot \frac{1}{Z_0} \quad (7.22)$$

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

$$Y_{12} = \frac{-2S_{12}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}} \cdot \frac{1}{Z_0} \quad (7.23)$$

Tener en cuenta que, según se describe en [12], el parámetro  $C_{bcp}$  se considera independiente de la polarización.

La **Figura 7.11** muestra la extracción del parámetro XCJC utilizando el programa estimador de parámetros SPICE **estim**. Tal y como se puede observar, el valor estimado para este parámetros es idéntico al proporcionado por *Infineon Technologies* en su hoja de datos para el transistor de silicio-germanio **BFP620F** (ver **Apéndice 12.1**).



**Figura 7.11:** Estimación del parámetro XCJC mediante el programa estim

## 8. Parámetros relacionados con el tiempo de tránsito

Con el transistor operando en la región activa directa, el comportamiento en AC se modela mediante las capacidades  $C_{BC}$  y  $C_{BE}$  (consultar el **Capítulo 7** de este proyecto). El término más importante en (8.1) es el referente a la capacidad de difusión  $C_{DBE}$ . En él aparece el tiempo de tránsito  $T_{FF}$ , que se modela y define mediante la expresión (8.2).

$$C_{BE} = C_{SBE} + C_{DBE} = \frac{C_{JE}}{\left(1 - \frac{V_{BE}}{V_{JE}}\right)^{M_{JE}}} + T_{FF} \frac{di_C}{dv_{BE}} = \frac{C_{JE}}{\left(1 - \frac{V_{BE}}{V_{JE}}\right)^{M_{JE}}} + \frac{T_{FF}}{N_F V_T} \frac{I_S}{N_{qB}} e^{\frac{V_{BE}}{N_F V_T}} \quad (8.1)$$

$$T_{FF} = T_F \left\{ 1 + X_{TF} \left[ \frac{i_f}{i_f + I_{TF}} \right]^2 e^{\left( \frac{V_{BC}}{1.44 V_{TF}} \right)} \right\} \quad (8.2)$$

donde  $i_f$  es la corriente de difusión ideal en directa (8.3).

$$i_f = I_S \left\{ e^{\frac{V_{BE}}{N_F V_T}} - 1 \right\} \quad (8.3)$$

El parámetro  $T_F$  es el tiempo de tránsito ideal. Los parámetros  $X_{TF}$  e  $I_{TF}$  cubren la dependencia del punto de operación para una polarización  $i_C \sim i_f$ , mientras el parámetro  $V_{TF}$  describe la dependencia para  $v_{CB} \sim v_{CE}$ .

En SPICE, el comportamiento en AC del transistor bipolar se modela mediante un conjunto de seis parámetros:  $TF^{34}$ ,  $VTF^{35}$ ,  $ITF^{36}$ ,  $XTF^{37}$ ,  $TR^{38}$  y  $PTF^{39}$ .

El objetivo del presente capítulo será, por tanto, presentar una metodología de extracción o estimación de estos parámetros a partir de una serie de medidas.

<sup>34</sup> ideal forward transit time

<sup>35</sup> voltage describing VBC dependence of TF

<sup>36</sup> high-current parameter for effect on TF

<sup>37</sup> coefficient for bias dependence of TF

<sup>38</sup> ideal reverse transit time

<sup>39</sup> excess phase at freq=1.0/(TF\*2PI) Hz

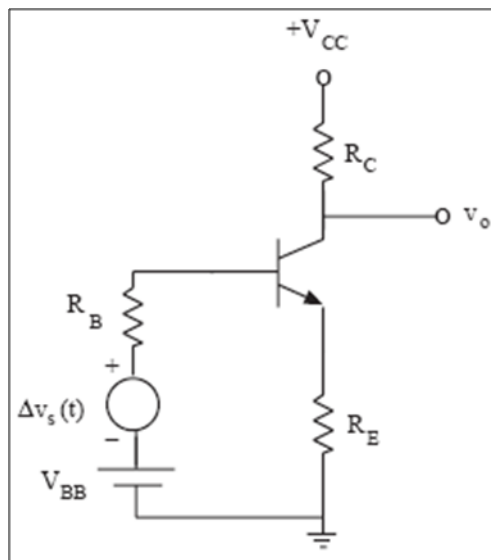
## 8.1 El transistor bipolar como amplificador

Se dice que un circuito amplifica cuando la potencia de la señal de salida es superior a la de la señal de entrada y se conserva la forma de onda de la señal.

Un concepto fundamental en estos circuitos es que se basan en una transformación de energía. La señal amplificada tiene más energía que la señal de entrada. Este incremento de energía de la señal proviene de la fuente de alimentación: el amplificador transforma la energía "continua" que proporciona la fuente en "energía de señal". Por tanto, todo amplificador debe estar "alimentado" con algún generador de tensión o corriente que le proporcione la energía que debe transferir a la señal.

Hay que analizar detenidamente el circuito amplificador de la **Figura 8.1**.

Este circuito está alimentado con las fuentes de tensión  $V_{CC}$  y  $V_{BB}$ . La señal a amplificar es proporcionada por el generador  $\Delta v_s(t)$ .



**Figura 8.1: Circuito amplificador**

Para el análisis del circuito de la **Figura 8.1** en continua se supone que  $\Delta v_s(t)$  es igual a cero. El objetivo será el cálculo de las corrientes y tensiones del circuito en esta situación y, en particular, de las corrientes de base y de colector y de la tensión  $V_{CE}$ . Estos valores determinan las coordenadas del punto de trabajo en reposo del transistor y se les identifica con el subíndice Q:  $I_{BQ}$ ,  $I_{CQ}$  y  $V_{CEQ}$ .

Para el análisis en gran señal, en cambio, suponemos ahora que el generador de señal  $\Delta v_s(t)$  no es nulo, sino que toma valores positivos y negativos al variar el tiempo. Los únicos cambios que hay que realizar en las ecuaciones es sustituir  $V_{BB}$  por  $V_{BB} + \Delta v_s(t)$ . El generador de señal introduce una corriente de base,

# Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

$\Delta i_B(t)$ , que se suma a la corriente de base en continua,  $I_{BQ}$ . Por este motivo y según (8.5), también aparece una corriente de colector añadida a la corriente de colector en continua  $I_{CQ}$ .

$$i_B = I_{BQ} + \Delta i_B(t) \quad (8.4)$$

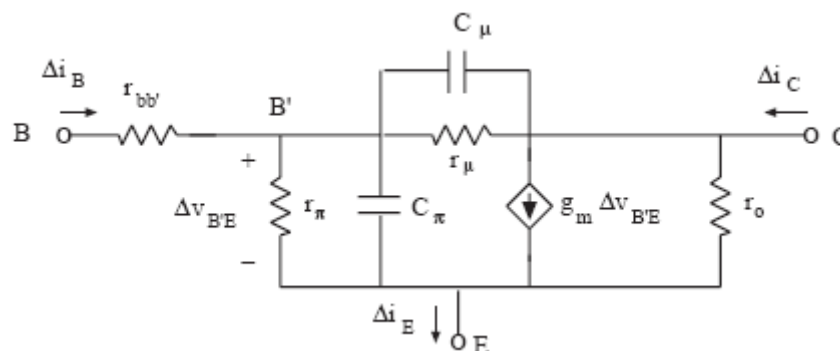
$$i_C = \beta_F i_B = \beta_F [I_{BQ} + \Delta i_B(t)] = I_{CQ} + \Delta i_C(t) \quad (8.5)$$

Lo mismo ocurre para la tensión de salida (8.6), lo que indica que también aparece en la salida una señal  $\Delta v_o(t)$  superpuesta al valor de reposo  $V_{oQ}$ .

$$v_o = V_{oQ} + \Delta v_o(t) \quad (8.6)$$

Tal y como se ha descrito, al aplicar una señal  $\Delta v_s(t)$  al amplificador, se generaban unas señales que se superponían a los valores de reposo o continua. Este hecho justifica la necesidad de disponer de un modelo que relacionara los incrementos de corriente en los terminales del transistor con los incrementos de tensión aplicados. Por este motivo, falta sustituir el transistor bipolar por su circuito incremental. Este circuito incremental debe estar formado por los elementos que permitan relacionar los incrementos de tensión y corriente que se aplican a sus terminales. Cuando los incrementos son de pequeña amplitud, se puede considerar que el circuito incremental del transistor es lineal. Se le denomina también modelo de pequeña señal.

Un modelo equivalente del transistor bipolar en pequeña señal se presenta en la **Figura 8.2** y se denomina circuito equivalente de pequeña señal híbrido en  $\pi$ . En baja frecuencia el circuito equivalente híbrido en  $\pi$  puede aproximarse despreciando sus capacidades, ya que a baja frecuencia equivalen a resistencias de muy alto valor.



**Figura 8.2: Circuito equivalente de pequeña señal híbrido en  $\pi$**

Una forma alternativa de modelar el transistor bipolar en pequeña señal es mediante un "cuadripolo equivalente de parámetros h". Este modelo, que fue tradicionalmente muy utilizado por los fabricantes de transistores, sólo se usa en

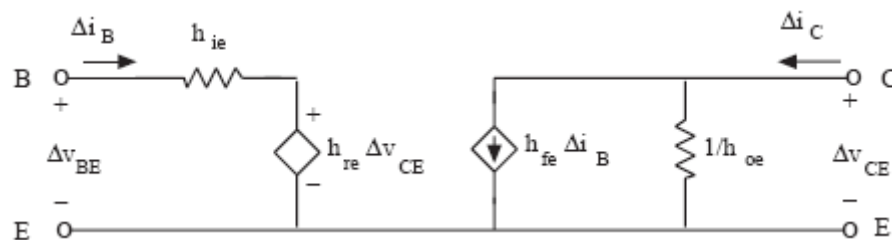
Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

baja frecuencia, y consiste en describir las variables incrementales de entrada y de salida del transistor conectado en emisor común mediante las ecuaciones (8.7) y (8.8).

$$\Delta v_{BE} = h_{ie} \Delta i_B + h_{re} \Delta v_{CE} \quad (8.7)$$

$$\Delta i_C = h_{fe} \Delta i_B + h_{oe} \Delta v_{CE} \quad (8.8)$$

Las expresiones (8.7) y (8.8) se pueden representar mediante un circuito equivalente, que se representa en la **Figura 8.3**. Este circuito se denomina circuito equivalente en parámetros h.



**Figura 8.3: Circuito equivalente en parámetros h**

## 8.2 Limitaciones del transistor bipolar en alta frecuencia

La presencia de las capacidades internas  $C_\pi$  y  $C_\mu$  limita la capacidad de amplificación del transistor bipolar. En efecto, una medida de la capacidad amplificadora del transistor es el parámetro  $h_{fe}$  ( $h_{fe} = \Delta i_C / \Delta i_B$  con  $\Delta v_{CE}$  igual a cero). Si se aplica este cálculo al circuito de la **Fig. VII.2**, en el que se supone  $r_\mu$  infinita, y se tiene en cuenta que la impedancia que presenta un condensador es  $Z_C = 1 / j\omega C$  se obtiene (8.9).

$$h_{fe} = \frac{g_m - j\omega C_\mu}{1/r_\pi + j\omega(C_\pi + C_\mu)} \cong \frac{\beta_F}{1 + j\omega r_\pi(C_\pi + C_\mu)} \quad (8.9)$$

La representación gráfica aproximada del logaritmo del módulo de  $h_{fe}$  en función de la frecuencia se da en la **Figura 8.4**. Obsérvese que el módulo de este parámetro se mantiene aproximadamente constante hasta la frecuencia  $f_\beta$ , a partir de la cual empieza a disminuir. Cuando se alcanza la frecuencia  $f_T$  el valor de  $h_{fe}$  es la unidad ( $\log(1) = 0$ ), y es menor que la unidad para



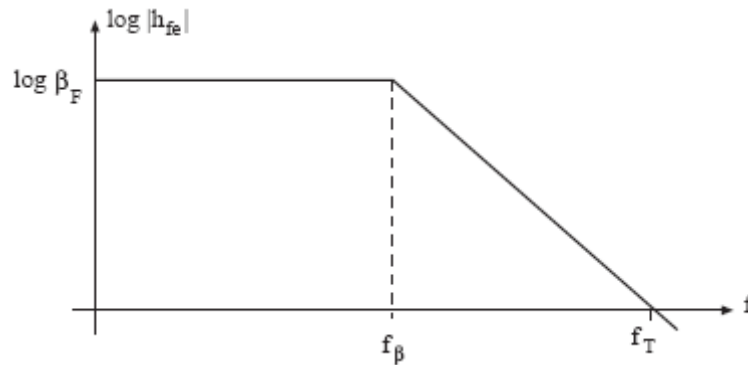
# Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

frecuencias superiores. La frecuencia  $f_T$  se denomina frecuencia de transición<sup>40</sup> y es la máxima frecuencia para la que el transistor actúa como amplificador. A frecuencias superiores el transistor atenúa la señal en lugar de amplificarla. El valor de  $f_T$  puede calcularse a partir de **(8.11)**.

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi r_\pi (C_\pi + C_\mu)} \quad (8.10)$$

$$f_T \cong \frac{\beta_F}{2\pi r_\pi (C_\pi + C_\mu)} \cong \frac{g_m}{2\pi (C_\pi + C_\mu)} \cong \frac{1}{2\pi \tau_f} \quad (8.11)$$

donde  $h_{fe} \cong g_m r_\pi = \beta_F = h_{21}$ .



**Figura 8.4: Variación aproximada del logaritmo del módulo de  $h_{fe}$  con la frecuencia**

En definitiva, y según **(8.11)**, el parámetro del transistor bipolar que limita su respuesta en alta frecuencia es  $\tau_f$ , que se denomina tiempo de tránsito.

La ecuación **(8.12)** es mucho más rigurosa. Este resultado pone de manifiesto que para corrientes  $I_{CQ}$  pequeñas,  $f_T$  aumenta con  $I_{CQ}$ , pero a medida que esta corriente se hace grande, el último término de **(8.12)** pierde peso y  $f_T$  se puede aproximar por  $1 / 2\pi \tau_f$ . Para conseguir un valor elevado de  $f_T$  es necesario construir el transistor con una región de base muy estrecha para minimizar el tiempo de tránsito  $\tau_f$  y polarizar el transistor con una  $I_{CQ}$  elevada para eliminar el efecto de las capacidades de transición. Notar, también, que  $f_T = f_\beta \cdot \beta_F$  y, por este motivo,  $f_T$  también expresa el producto de la ganancia de corriente en baja frecuencia,  $\beta_F$ , por el ancho de banda,  $f_\beta$ .

$$\frac{1}{2\pi f_T} = \frac{r_\pi}{\beta_F} (C_{DE} + C_{JE} + C_{JC}) = \frac{V_T}{I_{CQ}} (C_{DE} + C_{JE} + C_{JC}) = \tau_f + \frac{V_T}{I_{CQ}} (C_{JE} + C_{JC}) \quad (8.12)$$

<sup>40</sup> también, frecuencia de corte

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

Cabe destacar que  $f_T$  disminuye para corrientes de colector muy elevadas a causa del efecto Kirk<sup>41</sup>, que consiste en un aumento de la anchura de la zona neutra efectiva de la base cuando la corriente de colector supera un determinado umbral.

Según [18], la ganancia de corriente  $h_{fe}$  puede ser expresada en términos de *parámetros-Y* como (8.13), mientras que la  $f_T$  también se puede calcular a partir de (8.14).

$$h_{fe} = \frac{i_C}{i_B} = h_{21} = \frac{Y_{21}}{Y_{11}} \quad (8.13)$$

$$f_T = \frac{f_{-20\text{ dB}}}{\text{Im}\left(\frac{1}{h_{fe}}\right)} = \frac{f_{-20\text{ dB}}}{\text{Im}\left(\frac{i_B}{i_C}\right)} \quad (8.14)$$

## 8.3 Definición y determinación de la frecuencia $f_{-20\text{ dB}}$

La dificultad de realizar medidas a frecuencias muy cercanas a la frecuencia de ganancia unidad o transición impone que el valor de  $f_T$  se obtenga experimentalmente de una medida de  $|h_{fe}|$  a una frecuencia inferior a  $f_T$ , pero suficientemente grande para suponer que la pendiente de  $|h_{fe}(f)|$  sea aproximadamente de 20 dB/década. El parámetro  $|h_{fe}|$  no es más que el parámetro  $|h_{21}|$ , con el subíndice *e* indicando que el transistor está configurado en emisor común, (8.15).

Para encontrar la frecuencia  $f_{-20\text{ dB}}$  basta con echar un vistazo a la hoja de datos del fabricante del transistor en cuestión y anotar el valor de frecuencia indicado como parámetro en la medida de  $f_T$  (ver **Figura 8.5**).

$$f_T = |h_{fe}(i_C, v_{CE})| \cdot f_{-20\text{ dB}} = |h_{21}(i_C, v_{CE})| \cdot f_{-20\text{ dB}} \quad (8.15)$$

| AC Characteristics (verified by random sampling)              |       |   |    |   |     |
|---------------------------------------------------------------|-------|---|----|---|-----|
| Transition frequency                                          | $f_T$ | - | 65 | - | GHz |
| $I_C = 50\text{ mA}, V_{CE} = 1.5\text{ V}, f = 1\text{ GHz}$ |       |   |    |   |     |

**Figura 8.5:** En amarillo se muestra el valor de  $f_{-20\text{ dB}} = 1\text{ GHz}$  para el transistor BFP620F de *Infineon Technologies*

<sup>41</sup> Kirk effect

## 8.4 Extracción del parámetro TF

Tal y como se expuso al inicio del presente capítulo, (8.2)

$$T_{FF} = T_F \left\{ 1 + X_{TF} \left[ \frac{i_f}{i_f + I_{TF}} \right]^2 e^{\left( \frac{V_{BC}}{1.44 V_{TF}} \right)} \right\}$$

con  $i_f$  como la corriente de colector ideal a partir de (8.3) y  $v_{BC}$ , al igual que  $v_{BE}$  en (8.3), como las tensiones de polarización en DC.

Si consideramos corrientes de colector por debajo de  $I_{KF}$ , podemos aplicar la condición  $i_f = i_C$ . La ecuación (8.2) se puede escribir como

$$T_{FF} = T_F \left\{ 1 + X_{TF} \left[ \frac{i_C}{i_C + I_{TF}} \right]^2 e^{\left( \frac{-V_{CB}}{1.44 V_{TF}} \right)} \right\} \quad (8.16)$$

Si además consideramos  $v_{BC} = -v_{CB} \sim 0$  V, se obtiene una expresión simplificada para el tiempo de tránsito de la forma

$$T_{FF} = T_F \left\{ 1 + X_{TF} \left[ \frac{i_C}{i_C + I_{TF}} \right]^2 \right\} \quad (8.17)$$

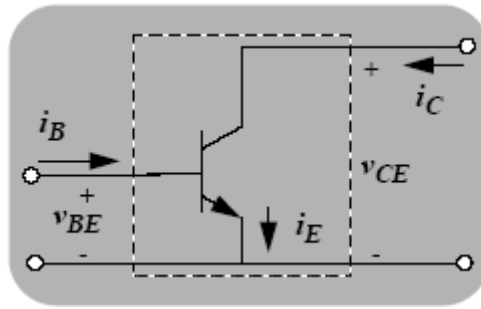
La expresión (8.17), por tanto, es válida si se cumplen los requisitos  $i_C < I_{KF}$  para una tensión de polarización  $v_{CB} \sim 0$  V o tan pequeña como sea posible.

El tiempo de tránsito ideal en directa,  $\tau_F$  o  $T_F$ , se usa para modelar el exceso de carga almacenado en el transistor bipolar cuando su unión B-E está polarizada en directa y  $V_{BC} = 0$  V. Generalmente, el parámetro TF se determina a partir de  $f_T$ .

Tal y como se citó anteriormente, este parámetro se extrae polarizando el transistor a un valor de  $v_{CE}$  tal que se cumpla la condición  $v_{CB} \sim 0$  V.

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} = V_{BE} - V_{BC} \rightarrow V_{CB} = V_{CE} - V_{BE} = 0 \text{ V} \quad (8.18)$$

Examinado la ecuación (8.18), podemos intuir que el valor de tensión entre colector y emisor,  $v_{CE}$ , será relativamente bajo, ya que la caída de tensión  $v_{BE}$  no suele ser superior a 1 V. Notar, también, que el transistor está configurado en emisor común (EC), tal y como muestra la **Figura 8.6**.

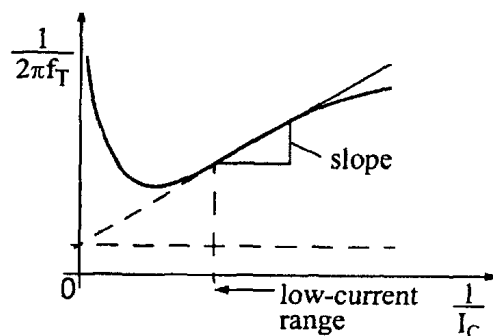


**Figura 8.6: Transistor configurado en emisor común (EC)**

Una muy buena aproximación ampliamente utilizada para estimar este parámetro es seleccionar una  $v_{CE} \sim 1$  V (ver **Figura 8.6**). De esta manera se cumple de forma aproximada y suficiente (8.18).

Cabe recordar que cuando el transistor trabaja en la región de operación activa directa, la unión B-E está polarizada en directa ( $v_{BE} > 0$  V), mientras que la unión B-C está polarizada en inversa ( $v_{BC} \leq 0$  V).

El método de extracción se basa en [20] y [21]. Se establecen medidas de *parámetros-S* para varias corrientes de colector y con una  $v_{CE}$  constante y se determina el parámetro  $T_F$  a partir de  $f_T$  (ver **Figura 8.7**).



**Figura 8.7  $1/2\pi f_T = f(1/i_C)$  para una  $v_{CE}$  constante**

Según [20], el tiempo de tránsito en directa se expresa y se calcula a partir de  $f_T$  como (8.19).

$$T_{FF}(i_C, v_{CE}) = \tau_F = \frac{1}{2\pi f_T} - (C_{je} + C_{jc}) \frac{v_T}{i_C} - (r_{cx} + r_e) C_{jc} \quad (8.19)$$

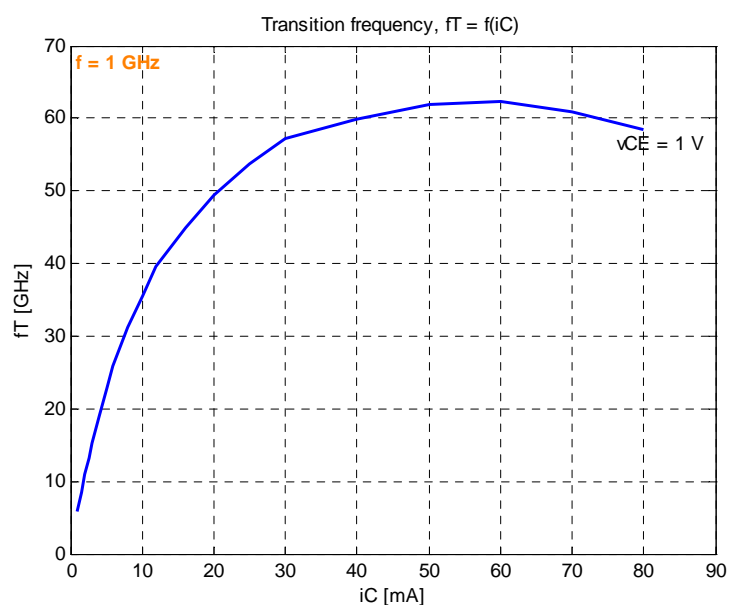
donde la pendiente de la curva de la **Figura 8.7** es  $(C_{je} + C_{jc}) v_T$ .

Finalmente, para  $i_C \rightarrow \infty$  en (8.19), el tiempo de tránsito se puede simplificar como [4].

$$T_{FF} = \tau_F = T_F = \frac{1}{2\pi f_{T0}} - (R_C + R_E)C_{JC} \quad (8.20)$$

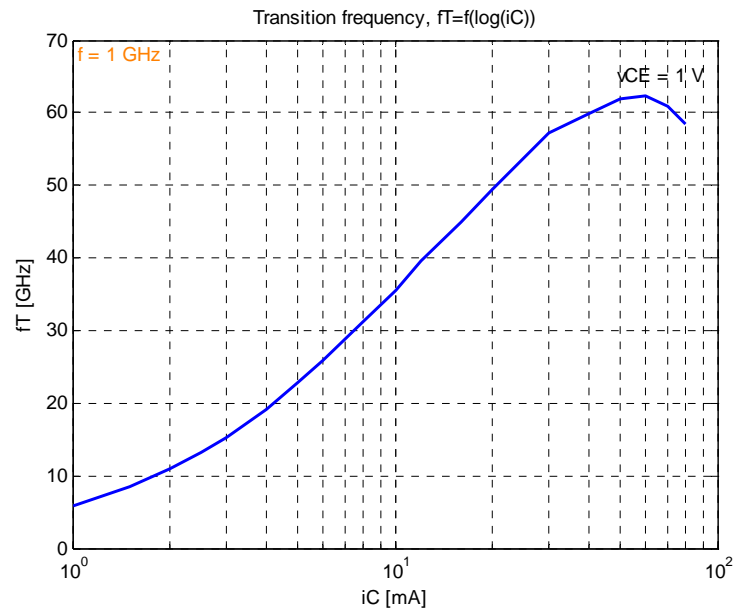
donde el punto de intersección con el eje vertical ( $i_C \rightarrow \infty$ ) de la curva  $1/2\pi f_T = f(1/i_C)$  resulta ser el valor de  $1/2\pi f_{T0}$ .

La **Figura 8.8** muestra la curva  $f_T = f(i_C)$  para el transistor **BFP620F** de *Infineon Technologies*, para una frecuencia de 1 GHz y una tensión  $v_{CE}$  constante e igual a 1 V. Puede resultar interesante, también, representar la curva  $f_T = f\{\log(i_C)\}$ , tal y como se muestra en la **Figura 8.9**.



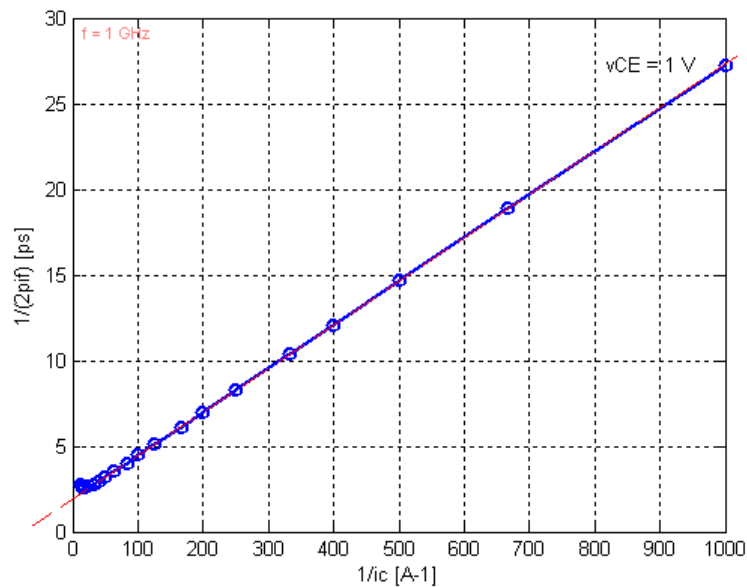
**Figura 8.8:**  $f_T = f(i_C)$  para el transistor BFP620F de *Infineon*,  $f = f_{-20\text{ dB}} = 1$  GHz,  $v_{CE} = 1$  V

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel



**Figura 8.9:**  $f_T = f(\log(i_C))$  para el transistor BFP620F de *Infineon*,  $f = f_{-20\text{ dB}} = 1\text{ GHz}$ ,  $v_{CE} = 1\text{ V}$

Pasamos, ahora, a representar la curva  $1/2\pi f_T = f(1/i_C)$  para una  $v_{CE}$  constante e igual a 1 V (**Figura 8.10**).



**Figura 8.10:**  $1/2\pi f_T = f(1/i_C)$  para el transistor BFP620F de *Infineon*,  $f = f_{-20\text{ dB}} = 1\text{ GHz}$ ,  $v_{CE} = 1\text{ V}$

Por último, la **Figura 8.11** muestra la extracción del parámetro TF utilizando el programa estimador de parámetros SPICE *estim*. Tal y como se puede observar, el valor de este parámetro es aproximadamente el mismo que el proporcionado por *Infineon Technologies* en su hoja de datos para el transistor

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

de silicio-germanio BFP620F (ver **Apéndice 12.1**). Esta pequeña variación o desviación en el valor estimado puede ser debida a que para extraer este parámetro se han utilizado las medidas de *parámetros-S* proporcionadas por el fabricante para una  $v_{CE} = 1$  V y no se haya cumplido del todo la condición  $v_{CB} \sim 0$  V.

Para llevar a cabo la estimación del parámetro, se ha optado por seleccionar un rango de variación de  $i_C$  entre 4 mA y 30 mA, que precisamente se corresponde con la parte lineal de la curva  $f_T = f\{\log(i_C)\}$  (ver **Figura 8.9**).

Los valores de  $h_{21}$  se han obtenido aplicando **(8.21)**, que permite convertir los *parámetros-S* proporcionados por el fabricante a *parámetros-H*.

$$h_{21} = \frac{-2s_{21}}{(1-s_{11})(1+s_{22})+s_{12}s_{21}} \quad (8.21)$$

Se debe recordar que los *parámetros-S*, al igual que los *parámetros-H*, son valores complejos y deben ser tratados como tales.

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

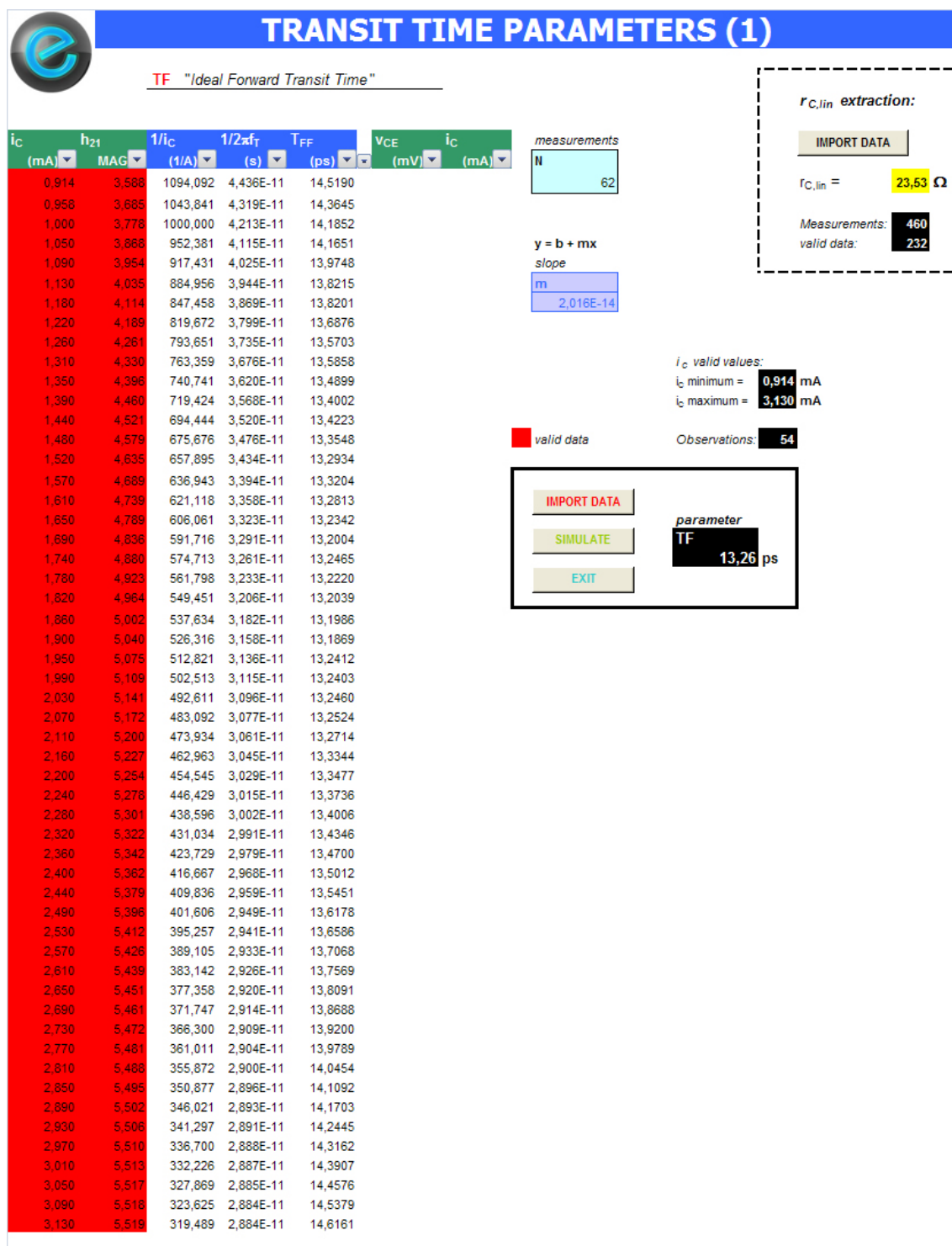


Figura 8.11: Estimación del parámetro TF mediante el programa estim



## 8.5 Extracción del parámetro XTF

El parámetro XTF se define como el coeficiente para la dependencia de la polarización del tiempo de tránsito en directa y se puede obtener a partir de la curva  $f_T = f(i_C)$ , para una  $v_{CE}$  constante. Para ello, se polariza el transistor con un valor de  $v_{CE}$  bajo tal que se cumpla la condición  $v_{BC} \cong 0$  V.

Una vez dibujada la curva  $f_T = f(i_C)$  (ver **Figura 8.8**), el parámetro XTF puede ser calculado a partir de **(8.22)**.

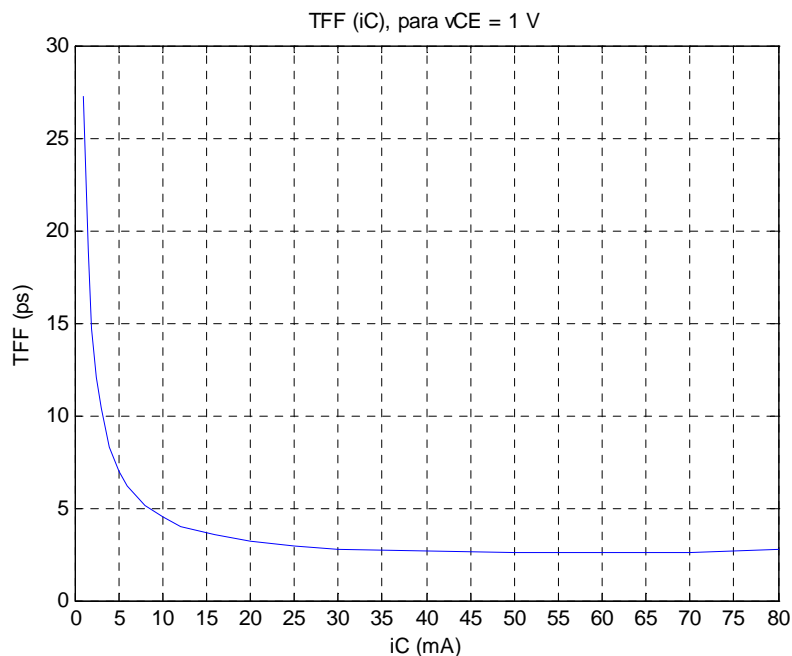
$$X_{TF} = \frac{\text{MAX}(T_{FF})}{T_F} - 1 \quad (8.22)$$

donde  $T_{FF}$  se define como

$$T_{FF}(i_C, v_{CE}) = \frac{1}{2\pi f_T(i_C, v_{CE})} \quad (8.23)$$

Para más detalles sobre la naturaleza de este parámetro se recomienda consultar [5].

Para verificar la bondad de **(8.22)** se ha dibujado la curva  $T_{FF} = f(i_C)$  para el transistor **BFP620F** de *Infineon Technologies* (ver **Figura 8.12**).

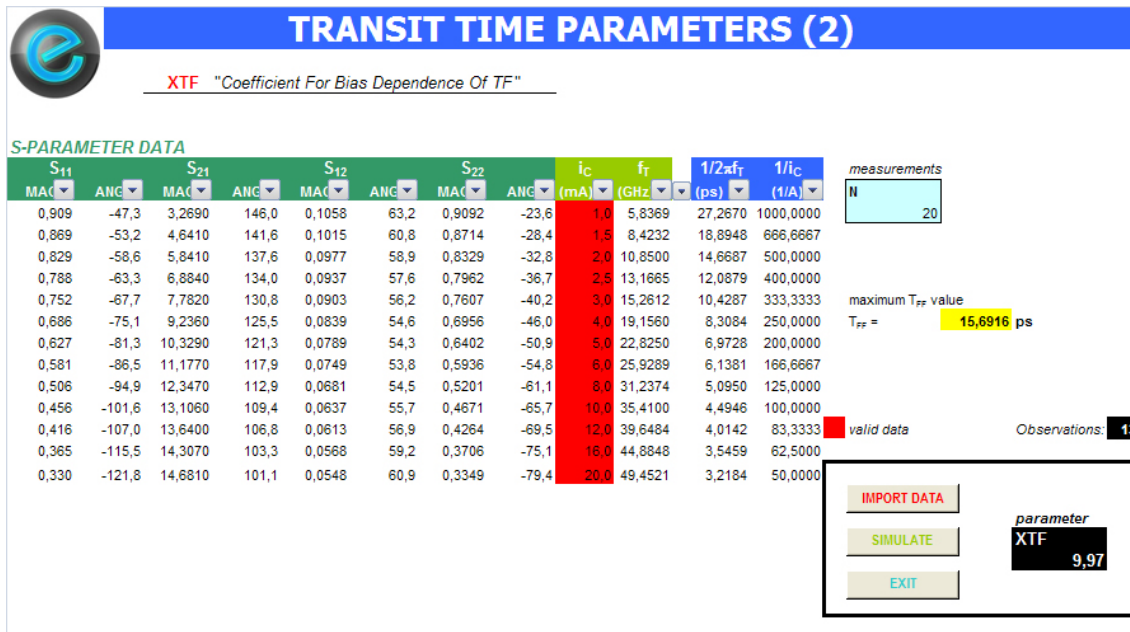


**Figura 8.12:**  $T_{FF} = f(i_C)$  para el transistor BFP620F, para una  $v_{CE}$  constante e igual a 1 V

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

El rango de variación de  $i_C$  es [1 mA - 80 mA], mientras que se ha fijado el valor de  $v_{CE}$  a 1 V. La  $f_T$  se ha calculado a partir de **(8.15)**, siendo  $f_{-20\text{ dB}} = 1$  GHz.

A partir de la curva de la **Figura 8.12** se obtienen los valores de  $f_{T,\min}$  y  $f_{T,\max}$  y se aplica directamente **(8.22)** para obtener el parámetro XTF.



**Figura 8.13: Extracción del parámetro XTF mediante el programa estim**

Para cotejar la bondad del método propuesto, la **Figura 8.13** muestra el valor estimado para el parámetro XTF utilizando el programa estimador de parámetros SPICE **estim**, que se corresponde con el que proporciona el fabricante, en este caso *Infineon Technologies*, en su hoja de datos o *data sheet* para el transistor BFP620F (ver **Apéndice 12.1**).

El parámetro XTF es adimensional, por lo que no tiene unidades.

Otro método alternativo para extraer el parámetro XTF usando análisis de regresión se presenta en [19].

## 8.6 Extracción del parámetro ITF

El parámetro ITF se obtiene aplicando las mismas restricciones que las esgrimidas para la extracción del parámetro XTF del apartado anterior, siendo su definición el valor máximo de la corriente de colector,  $i_{c, \text{máx}}$ .

Así, el parámetro ITF se puede obtener a partir de la curva  $f_T = f(i_c)$ , para una  $v_{CE}$  constante. Para ello, se polariza el transistor con un valor de  $v_{CE}$  bajo tal que se cumpla la condición  $v_{BC} \cong 0$  V.

El rango de variación de  $i_c$  es [1 mA - 80 mA], mientras que se ha fijado el valor de  $v_{CE}$  a 1 V. La  $f_T$  se ha calculado a partir de (8.15), siendo  $f_{-20 \text{ dB}} = 1$  GHz.

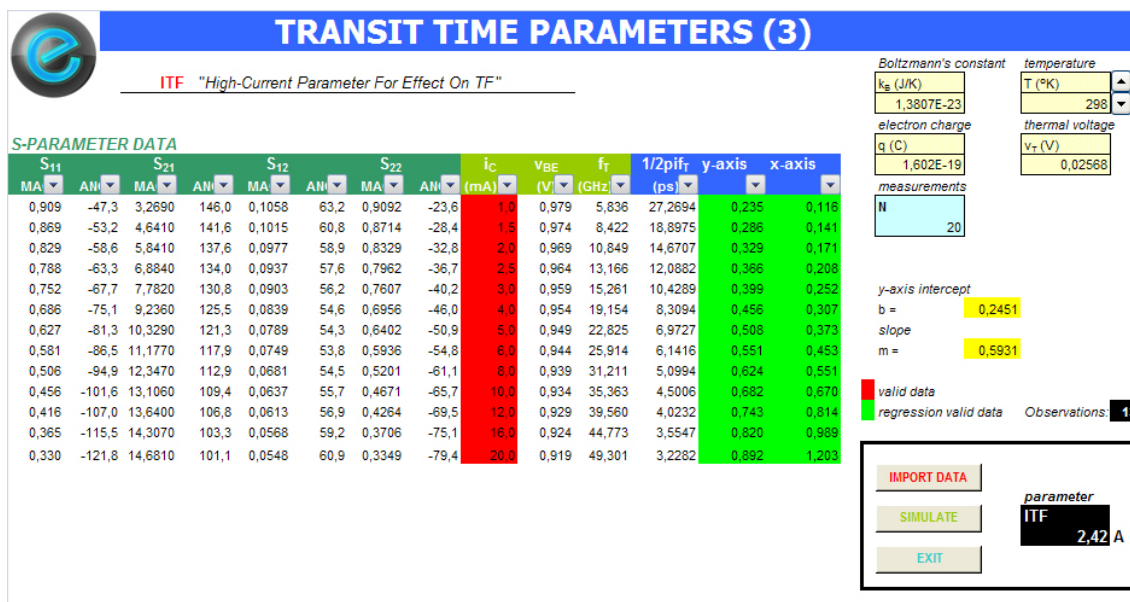


Figura 8.14 Extracción del parámetro ITF mediante el programa estim

## 8.7 Extracción del parámetro VTF

El parámetro VTF se obtiene fijando un valor para  $i_c$  y aplicando directamente la ecuación (8.24).

$$VTF = \frac{V_{CE2} - V_{CE1}}{1.44 \ln \left( \frac{T_{FF1}}{T_{FF2}} \right)} \quad (8.24)$$

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

donde  $v_{CE1} = 0.50 \text{ V}$  y  $v_{CE2} = 0.75 \text{ V}$ .

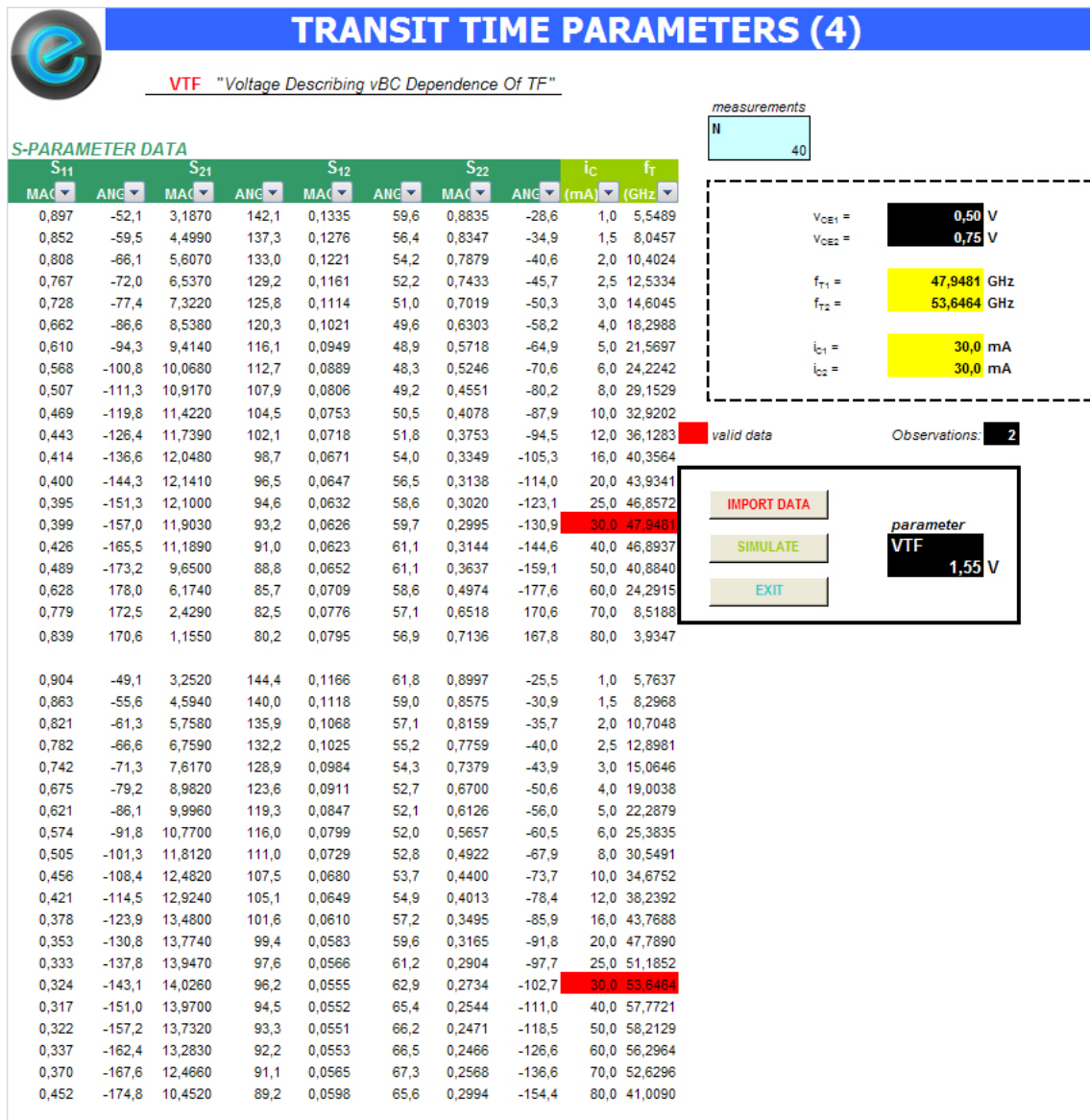


Figura 8.15: Extracción del parámetro VTF mediante el programa estim

## 8.8 Extracción del parámetro PTF

El parámetro PTF se define como el exceso de fase a la frecuencia  $1/2\pi TF$ . Se trata de uno de los parámetros más complicado de estimar. Es poca la literatura que lo trata y su definición extremadamente confusa.

En el presente apartado de este capítulo se presenta un método directo para extraer el parámetro PTF. Asimismo, se expone la veracidad de este método utilizando para ello datos experimentales obtenidos a partir de transistores bipolares de Si/SiGe.

## 8.8.1 Introducción

Los antiguos simuladores de circuitos electrónicos no incorporaban en su modelo para el transistor bipolar el exceso de fase, debido al considerable aumento de complejidad que se requería. Para tener una idea, En [22] se describen varias técnicas para simular el exceso de fase en modelos bipolares.

Del mismo modo, existen diversos métodos para extraer el parámetro PTF. Según [14], este parámetro es extraído midiendo la diferencia de fase entre las fases medidas y simuladas de  $H_{21}$ , para después utilizar esta diferencia como el desplazamiento de fase en  $g_m$  para calcular el parámetro PTF a partir de la expresión y definición estándar utilizada por SPICE para este parámetro. La fase de  $H_{21}$  a la frecuencia de corte  $f_T$  es igual a  $-(90^\circ + \text{PTF})$ . El parámetro PTF, por tanto, es la diferencia entre el desplazamiento de fase de  $H_{21}$  a la frecuencia  $f_T$  y  $90^\circ$ . Otro método, descrito en [19], recurre a una solución iterativa. El método aquí descrito utiliza el promedio de la diferencia de fases entre los valores obtenidos de  $(Y_{21} + 180^\circ)$  y  $g_m$ .

## 8.8.2 Procedimiento para extraer el parámetro

Los fabricantes de transistores de alta frecuencia ofrecen en las hojas de datos de sus dispositivos los *parámetros-S* en emisor común para una o varias polarizaciones.

La extracción del parámetro prelude determinando  $g_m$  a partir de la expresión (8.25).

$$g_m = \frac{i_c}{V_T} \frac{1}{\Re\left(\frac{1}{H_{21}}\right)} \quad (8.25)$$

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

donde  $g_m$  es una aproximación de la transconductancia del modelo en pequeña señal del transistor bipolar,  $i_C$  la corriente de colector correspondiente a la polarización considerada y  $v_T$  la tensión térmica.

El parámetro híbrido del bipuerto  $H_{21}$  se obtiene a partir de los *parámetros-S* que el fabricante proporciona.

De los valores obtenidos a partir de (8.25), tantos como frecuencias consideradas, se obtienen los desplazamientos de fase en  $g_m$ . El siguiente paso consiste en calcular la fase de la admitancia del bipuerto  $Y_{21}$  mediante (8.26).

$$Y_{21} = \frac{-2S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} / Z_0 \quad (8.26)$$

A continuación, se suman  $180^\circ$  a las fases de  $Y_{21}$  obtenidas a partir de (8.26). El valor del desplazamiento de fase introducido en  $g_m$  conmutará de  $0^\circ$  a  $180^\circ$ . Este salto o cambio brusco de fase tendrá lugar a una frecuencia concreta, dependiendo de la polarización considerada.

Finalmente, para extraer o estimar el parámetro PTF, se promedia o calcula el valor medio de la diferencia de fases entre los valores obtenidos de  $(Y_{21} + 180^\circ)$  y  $g_m$ . Notar que, a partir de un valor concreto de frecuencia, la fase introducida en  $g_m$  se opone a los  $180^\circ$  sumados a la fase de  $Y_{21}$ . Por lo tanto, se puede concluir que el procedimiento que calcula directamente el promedio de los valores de  $(Y_{21} + 180^\circ)$  para obtener el parámetro PTF no es del todo estricto y ajustado [19].

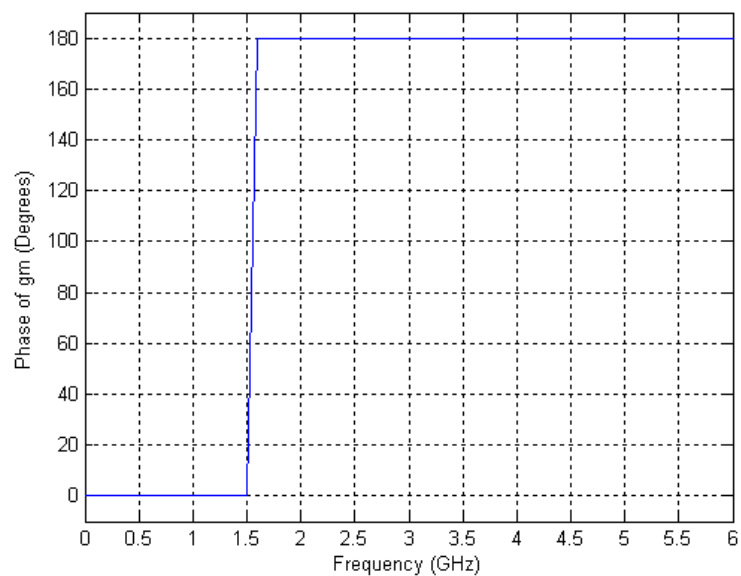
### 8.8.3 Resultados experimentales

Para verificar la validez del método descrito se han utilizado las medidas de los *parámetros-S* proporcionadas por el fabricante *Infineon Technologies* para su transistor **BFP520F**.

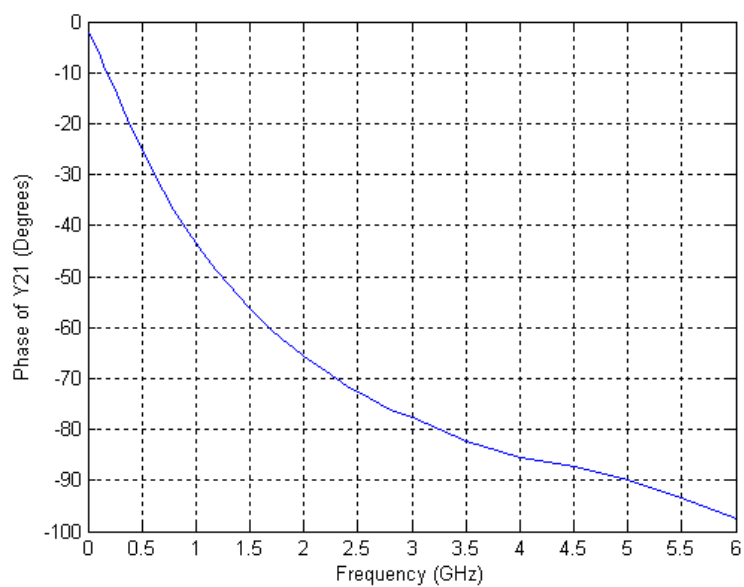
Después de múltiples ensayos se ha comprobado que la polarización óptima para obtener el valor del parámetro PTF es la misma que la que muestra el fabricante en su hoja de datos para el parámetro de máxima ganancia de potencia  $G_{ms}$  ( $i_C = 20$  mA y  $v_{CE} = 2$  V).

La **Figura 8.16** muestra que el desplazamiento de fase en  $g_m$  tiene lugar a la frecuencia de 1.6 GHz. A partir de este valor de frecuencia los valores resultantes para obtener el parámetro PTF serán directamente los correspondientes a la fase de  $Y_{21}$  (ver **Figura 8.17**). La **Figura 8.18** muestra los valores finales de fase obtenidos después de aplicar el método descrito. El valor medio de estos valores será el parámetro PTF.

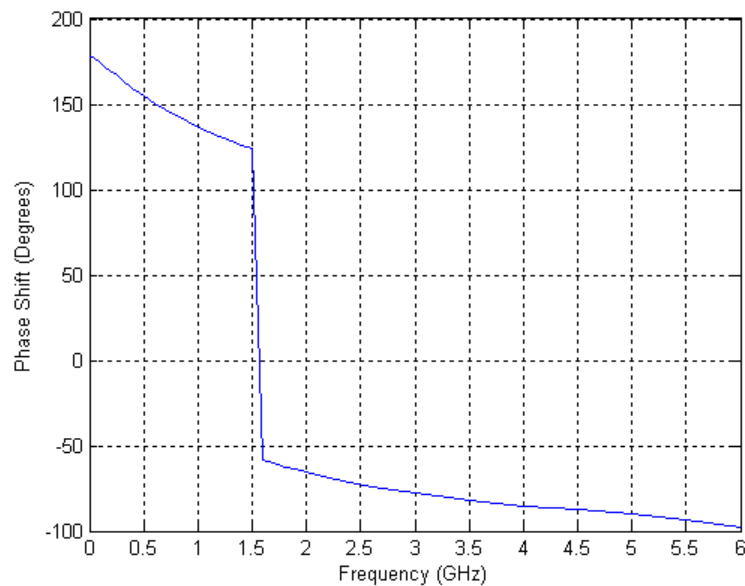
# Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel



**Figura 8.16: Fase de  $g_m$  en función de la frecuencia**



**Figura 8.17: Fase de  $Y_{21}$  en función de la frecuencia**



**Figura 8.18: Desplazamiento de fase en función de la frecuencia**

La **Tabla 8.1** muestra diferentes valores estimados para el parámetro PTF para diferentes polarizaciones. Notar el valor óptimo para este parámetro tiene lugar para la polarización previamente mencionada.

**Tabla 8.1: Diversos valores estimados del parámetro PTF en función de la polarización**

| $V_{CE}$ (V) | $I_C$ (mA)  | PTF parameter (°) |
|--------------|-------------|-------------------|
| 2.0          | 2.5         | 76.1              |
| 2.0          | 5.0         | 61.9              |
| 2.0          | 10.0        | 53.1              |
| 2.0          | 15.0        | 53.8              |
| <b>2.0</b>   | <b>20.0</b> | <b>51.0</b>       |
| 2.0          | 25.0        | 54.1              |
| 2.0          | 30.0        | 52.7              |
| 2.0          | 40.0        | 55.4              |

Por último, la **Figura 8.19** muestra la extracción del parámetro PTF utilizando el programa estimador de parámetros SPICE **estim**. Tal y como se puede observar, el valor de este parámetro es el mismo que el proporcionado por *Infineon Technologies* en su hoja de datos para el transistor de silicio **BFP520F** (ver **Apéndice 12.1**).



## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

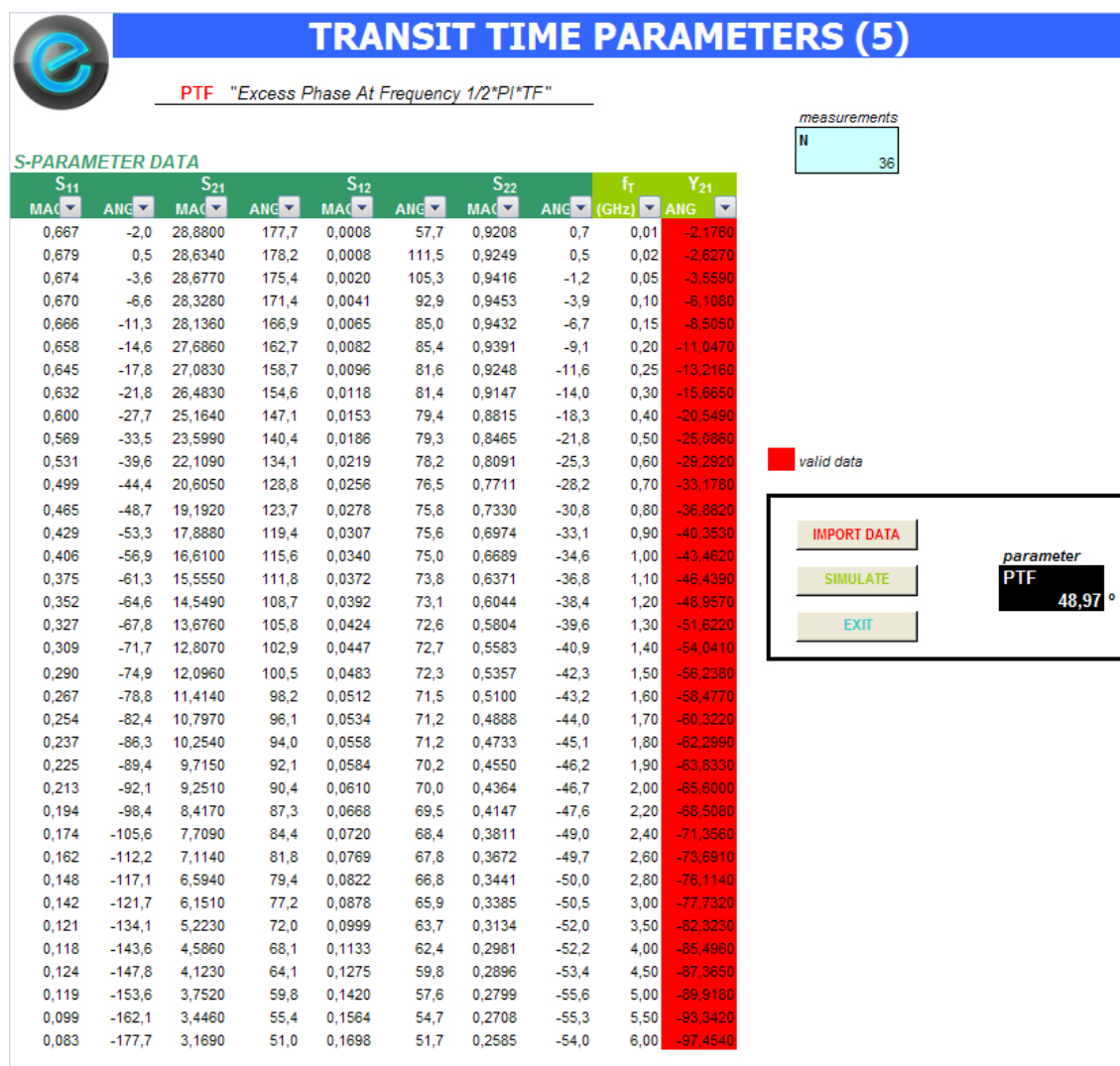


Figura 8.19: Extracción del parámetro PTF mediante el programa estim

## 8.9 Extracción del parámetro TR

El tiempo de tránsito en inversa<sup>42</sup> es un parámetro muy importante para determinar el retardo del transistor en saturación. Para extraer el tiempo de tránsito en inversa se propone un nuevo método, [23].

El tiempo de tránsito en inversa del modelo G-P se modela mediante un único parámetro, TR. El método propuesto para extraer TR se basa en medidas del parámetro  $h_{21}$  en función de la frecuencia en el modo activo inverso.

<sup>42</sup> reverse transit time

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

Trabajar en el modo activo inverso implica que el unión B-E esté polarizada en inversa y que la unión B-C lo esté en directa. De esta forma, se cumple que  $v_{BC} > 0$  V y  $v_{BE} \leq 0$  V (el método propuesto sugiere un valor  $v_{BE} = 0$  V). Esto es lo mismo que intercambiar los terminales de colector y emisor, siendo el efecto más notable la disminución de la ganancia de corriente en continua ( $\beta_F \rightarrow \beta_R$ ).

Una vez citadas las condiciones de operación, se procede a describir paso a paso el método propuesto.

## 8.9.1 Descripción del método propuesto

El parámetro TR se puede determinar a partir de la respuesta en frecuencia de  $h_{21}(\omega)$ .

En primer lugar, el parámetro  $\beta_R$  puede ser determinado a partir de  $h_{21}(0)$  usando (8.27). Luego, podemos calcular la magnitud de  $h_{21}(\omega = \omega_p)$  según (8.28).

$$h_{21}(0) = 1 + \beta_R \quad (8.27)$$

$$|h_{21}(\omega_p)| = \gamma \frac{h_{21}(0)}{\sqrt{2}} \quad (8.28)$$

donde  $\gamma$  es un factor determinado por la distancia entre  $\omega_p$  y  $\omega_z$ .

$$\gamma = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_p}{\omega_z}\right)^2} = \sqrt{1 + (1 + \beta_R)^{-2}}$$

$\omega_p$  (8.29) y  $\omega_z$  (8.30) son el polo y el cero de la ganancia de corriente en cortocircuito  $h_{21}(\omega)$ , respectivamente.

$$\omega_p = \frac{1}{\beta_R \tau_R} \quad (8.29)$$

$$\omega_z = \frac{1 + \beta_R}{\beta_R \tau_R} \quad (8.30)$$

$\omega_z$  es más grande que  $\omega_p$  por un factor de  $1 + \beta_R$ . Para una  $\beta_R$  mucho más grande que la unidad,  $\omega_z \gg \omega_p$  (el dispositivo tiene un polo dominante  $\omega_p$ ) y  $\gamma = 1$ .

Ahora,  $\omega_p$  puede ser determinado gráficamente a partir de la respuesta en frecuencia de  $h_{21}(\omega)$  usando (8.28).

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

Finalmente,  $\tau_R$  puede ser obtenido a partir de (8.31).

$$\tau_R = \frac{1}{\beta_R \omega_p} \quad (8.31)$$

## 8.9.2 Verificación del método descrito y medidas

En general, los fabricantes de transistores ofrecen en las hojas de datos de sus dispositivos los *parámetros-S* en emisor común en función de la frecuencia para varias polarizaciones ( $v_{CE}$ ,  $i_C$ ). Sin embargo, raramente encontramos estos *parámetros-S* referidos a una polarización con  $v_{CE} < 0$  V.

Tal y como se citó en la introducción de este apartado del capítulo, el método propone trabajar en el modo activo inverso para poder llevar a cabo la extracción del parámetro. Esto implica que el unión B-E esté polarizada en inversa ( $v_{BE} \leq 0$  V) y que la unión B-C lo esté en directa ( $v_{BC} > 0$ ).

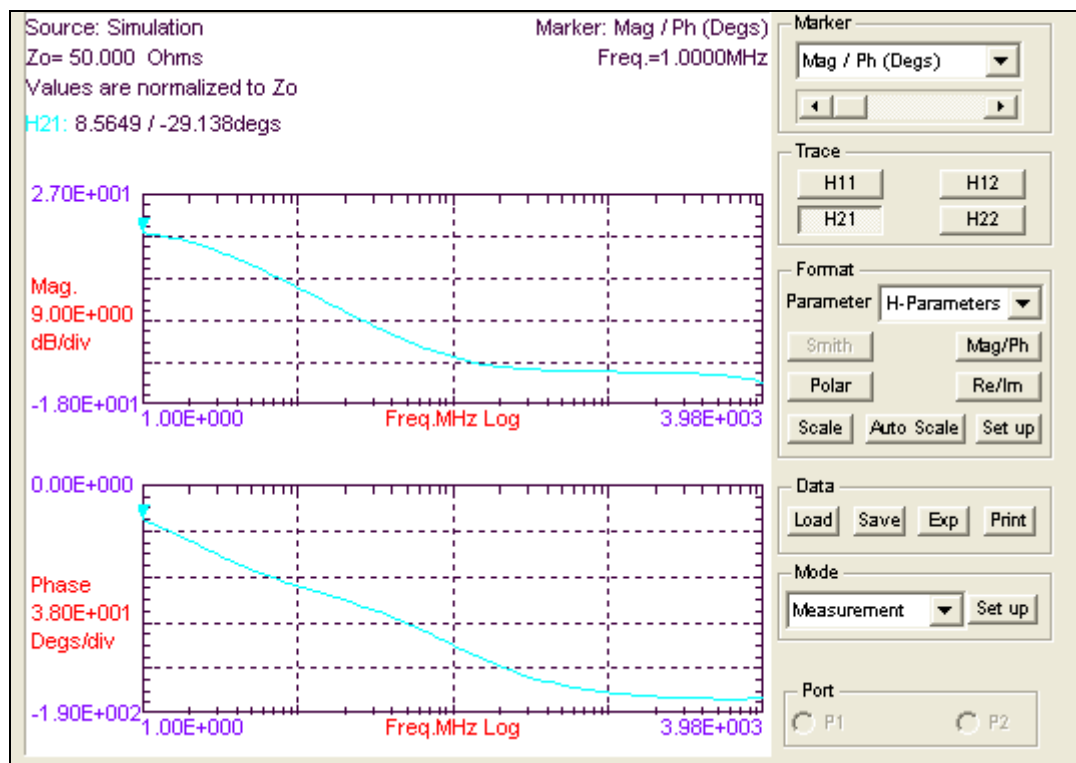
Por este motivo se ha utilizado el programa multiSIM 2001<sup>43</sup>, que permite realizar y exportar medidas de parámetros mediante el analizador de redes<sup>44</sup> que incorpora y elegir el punto de operación deseado.

Para la verificación del método propuesto para extraer o estimar el parámetro  $\tau_R$  hemos utilizado el transistor de silicio NPN **MRF927T1** de *Motorola*, cuyo valor para el parámetro  $\tau_R$  es de 2.38 ns.

La **Figura 8.20** muestra medidas de  $|h_{21}|$  para este transistor en función de la frecuencia en el modo activo inverso ( $v_{BC} = 0.61$  V y  $v_{BE} = 0$  V). Notar que el eje-y está referido a  $20 \log_{10} |h_{21}|$  (dB).

<sup>43</sup> software de simulación electrónica fabricado por Electronics Workbench

<sup>44</sup> network analyzer



**Figura 8.20: Medidas de  $|h_{21}(\omega)|$  para una polarización  $v_{BC} = 0.61$  V y  $v_{BE} = 0$  V**

Una vez exportadas las medidas de  $|h_{21}|$  a nuestro programa y siguiendo paso por paso el método anteriormente descrito obtenemos una estimación del parámetro TR de 2.33 ns (ver **Figura 8.21**).

La frecuencia ( $\omega = 2\pi f$ ) se ha variado de 1 MHz a 4 GHz, mientras que el valor de  $h_{21}(0)$  es el valor de  $|h_{21}|$  a la más baja frecuencia (1 MHz).

Para más información sobre el diseño de circuitos de RF con multiSIM 2001 dirigirse al **Apéndice 12.3**, extraído de [24].

Por último, la **Figura 8.21** muestra la extracción del parámetro TR utilizando el programa estimador de parámetros SPICE **estim**. Tal y como se puede observar, el valor de este parámetro es el mismo que el proporcionado por *Motorola* en su hoja de datos para el transistor NPN de silicio **MRF927T1** (ver **Apéndice 12.1**).

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

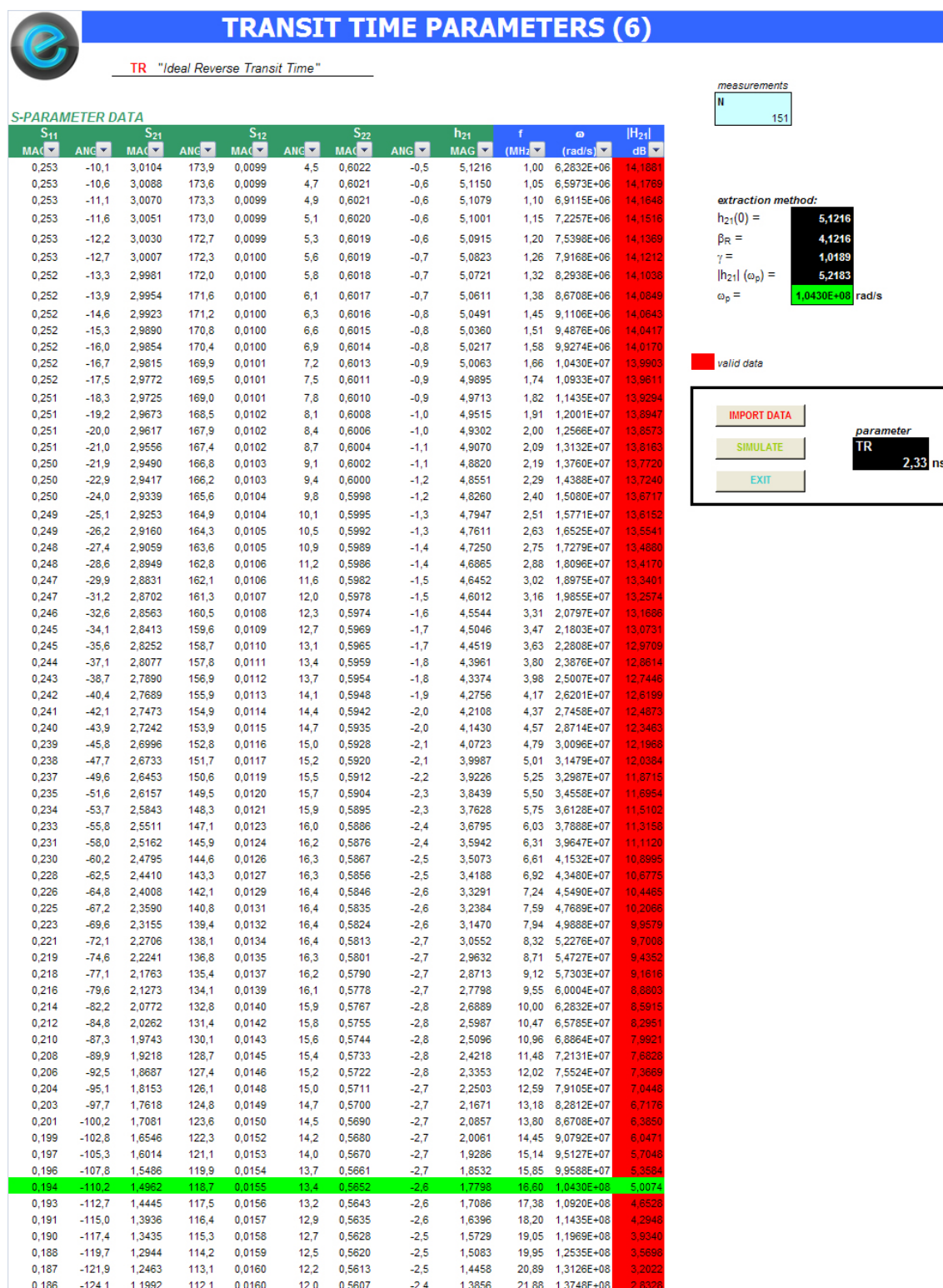


Figura 8.21: Extracción del parámetro TR mediante el programa estim

## 9. Parámetros para modelar el ruido

Los parámetros  $AF^{45}$  y  $KF^{46}$  son utilizados para modelar la componente de ruido *flicker* (ruido  $1/f$ ) de la unión base-emisor. Es importante anotar que únicamente se relacionan las fuentes de ruido térmico con las resistencias parásitas del transistor bipolar.

En [25] se presenta un método para extraer los parámetros de ruido a baja frecuencia sin la necesidad de determinar la frecuencia a la cual las fuentes de ruido *shot* y *flicker* son iguales (*corner frequency*,  $f_c$ ), tal y como hacen otros métodos propuestos [26], [27]. De esta forma, este método, a pesar de ser una aproximación, puede ser utilizado para cualquier tipo de transistor bipolar, siendo la extracción de los parámetros muy precisa.

### 9.1 Tipos de ruido en semiconductores

En general, en un transistor bipolar se distinguen tres tipos de ruido: el ruido térmico<sup>47</sup>, el ruido shot<sup>48</sup> y el ruido flicker<sup>49</sup> [28]. En las próximas líneas se presenta una breve descripción de cada uno de ellos.

#### 9.1.1 Ruido térmico

El ruido térmico es un ruido que depende de la temperatura y es debido a la resistencia óhmica de los dispositivos. Esta resistencia disipa la energía que se pierde en el dispositivo al calentarse. El efecto de este calentamiento es una variación de la corriente eléctrica resultante.

$$S_v = 4kTR \quad (9.1)$$

$$S_i = \frac{4kT}{R} \quad (9.2)$$

donde  $k$  es la constante de Boltzmann ( $1.38 \times 10^{-23}$  J/K),  $T$  la temperatura en grados kelvin y  $R$  el valor óhmico de la resistencia.

---

<sup>45</sup> flicker-noise exponent

<sup>46</sup> flicker-noise coefficient

<sup>47</sup> Johnson

<sup>48</sup> de impacto, de disparo

<sup>49</sup>  $1/f$ , de parpadeo

### 9.1.2 Ruido shot

El ruido *shot* es un ruido independiente de la temperatura y su naturaleza es debida a la aleatoriedad en la distribución de impurezas y cargas móviles. Este tipo de ruido es parecido al ruido térmico pero independiente de la temperatura y tiende a disminuir para frecuencias por encima de  $1/\tau$ , donde  $\tau$  es el tiempo de vida de las cargas antes de recombinarse.

$$S_i = 2qi \quad (9.3)$$

donde  $q$  es la carga del electrón ( $1.602 \times 10^{-19}$  C).

### 9.1.3 Ruido flicker

El ruido *flicker* es un ruido típico de baja frecuencia (debajo de unos pocos kHz). A este tipo de ruido se le conoce como ruido  $1/f$  debido a que su densidad espectral es proporcional a  $1/f$ .

$$S_{1/f} = \frac{\alpha}{N_{\text{tot}}} \frac{1}{f} = KF \frac{i^{\text{AF}}}{f} \quad (9.4)$$

donde  $\alpha^{50}$  es una característica del material y  $N_{\text{tot}}$  el número de cargas en movimiento.

Tal y como se comentó en la introducción del presente capítulo, los parámetros SPICE AF y KF son utilizados para modelar la componente de ruido *flicker* (ruido  $1/f$ ) de la unión base-emisor.

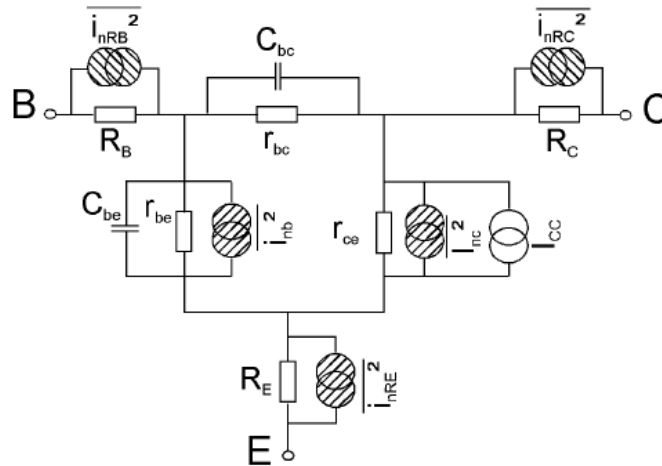
## 9.2 Modelo del transistor bipolar para el ruido

SPICE y otros simuladores similares utilizan el circuito de la **Figura 9.1** para el análisis del ruido.

---

<sup>50</sup> Hooge-Parameter





**Figura 9.1: Circuito equivalente de un transistor bipolar para el análisis del ruido**

Las resistencias  $R_B$ ,  $R_C$  y  $R_E$  del circuito equivalente del transistor bipolar de la **Figura 9.1**, generan un ruido térmico que se modela colocando en paralelo con cada una de ellas una fuente de corriente de valor

$$\overline{i_{nRi}^2} = \frac{4kT}{R_i} \Delta f \quad (9.5)$$

donde el subíndice  $i = B, C, E$ .

Por otro lado, el ruido *shot* en un transistor bipolar es independiente de la temperatura,  $T$ , y su valor depende del punto de trabajo, en particular de las corrientes  $i_B$  e  $i_C$ .

$$\overline{i_{nb,shot}^2} = 2qi_B \Delta f \quad (9.6)$$

$$\overline{i_{nc,shot}^2} = \overline{i_{nc}^2} = 2qi_C \Delta f \quad (9.7)$$

Por último, el ruido *flicker* ( $1/f$ ) es un ruido típico de baja frecuencia y deja de tener influencia por encima de los 1000 Hz. Este ruido se representa con una fuente de corriente que hay que sumar cuadráticamente al ruido *shot*.

$$\overline{i_{nb}^2} = \overline{i_{nb,shot}^2} + \overline{i_{nb,1/f}^2} \quad (9.8)$$

$$\overline{i_{nb,1/f}^2} = KF \frac{i_B^{AF}}{f} \Delta f \quad (9.9)$$

$$\overline{i_{nb}^2} = 2qi_B \Delta f + KF \frac{i_B^{AF}}{f} \Delta f \quad (9.10)$$



Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

Llegados a este punto, la densidad espectral de corriente de ruido se define como, por ejemplo

$$S_{i_B} = \frac{\overline{i_{nb}^2}}{\Delta f} \quad (9.11)$$

## 9.3 Descripción del método propuesto

Según [5], para el modelo G-P del transistor bipolar, el origen del ruido  $1/f$  es la región de base, tal y como muestra la ecuación (9.10).

En primer lugar, normalizamos  $\Delta f = 1$  Hz. Esto da una densidad espectral de corriente de base de ruido

$$S_{i_B} = \frac{\overline{i_{nb,1/f}^2}}{\Delta f} = \frac{\overline{i_{nb,1/f}^2}}{1\text{Hz}} = KF \frac{i_B^{AF}}{f} \left[ A^2 / \text{Hz} \right] \quad (9.12)$$

o lo que es lo mismo

$$S_{i_B} \cdot f = KF i_B^{AF} \quad (9.13)$$

La ventaja de utilizar este método es que resulta fácil identificar el valor del ruido  $1/f$  a 1 Hz.

$$S_{i_B @ 1\text{Hz}} = KF i_B^{AF} \quad (9.14)$$

Para extraer los parámetros AF y KF recurriremos al análisis de regresión, introducido en el **Capítulo 3** de este proyecto.

Así, a partir de la función exponencial (9.14) y tomando logaritmos en ambos miembros, resulta

$$\log(S_{i_B @ 1\text{Hz}}) = \log(KF) + AF \cdot \log(i_B) \quad (9.15)$$

Finalmente, realizando el siguiente cambio de variables obtenemos la relación lineal deseada

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

$$\begin{array}{ccccccc}
 y & = & b & + & m & x & \\
 \log(S_{i_B @ 1\text{Hz}}) & & \log(KF) & & AF & & \log(i_B)
 \end{array} \quad (9.16)$$

Comparando (9.15) y (9.16) resulta que  $b = \log(KF)$  y  $m = AF$ .

Por lo tanto, si ahora despejamos las variables o parámetros de interés, es decir, AF y KF, se obtiene

|                                                    |
|----------------------------------------------------|
| $AF = m$ <span style="float: right;">(9.17)</span> |
|----------------------------------------------------|

y

|                                                       |
|-------------------------------------------------------|
| $KF = 10^b$ <span style="float: right;">(9.18)</span> |
|-------------------------------------------------------|

Tener en cuenta que, en algunas ocasiones, se usa o se facilitan los datos en  $A/\sqrt{\text{Hz}}$  ó  $V/\sqrt{\text{Hz}}$  (dB). Esto es la raíz cuadrada de  $S_i$  ó  $S_v$  y se conoce con el nombre de corriente o tensión de ruido, respectivamente. Así, por ejemplo,

$$e_{i_B} = \sqrt{\frac{i_{nb,1/f}^2}{\Delta f}} = \sqrt{KF \frac{i_B^{AF}}{f}} \left[ \frac{A}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \quad (9.19)$$

Para obtener  $S_{i_B}$  bastará con elevar al cuadrado dichos datos (unidades  $A^2/\text{Hz}$ ).

$$S_{i_B} = e_{i_B}^2 = \frac{i_{nb,1/f}^2}{\Delta f} \quad (9.20)$$

Por último, la **Figura 9.2** muestra la extracción de los parámetros AF y KF utilizando el programa estimador de parámetros SPICE **estim**. Tal y como se puede observar, el valor de los parámetros es idéntico al proporcionado por *Infineon Technologies* en su hoja de datos para el transistor de silicio-germanio BFP620F (ver **Apéndice 12.1**).

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

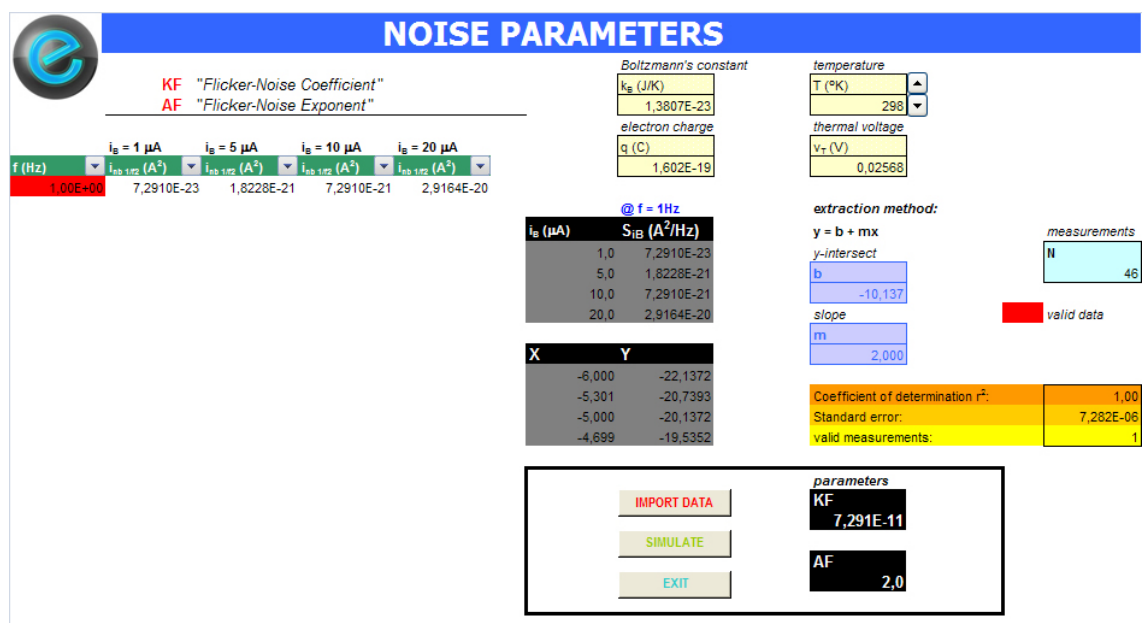


Figura 9.2 Estimación de los parámetros AF y KF mediante el programa estim

## 10. Manual del programa estimador de parámetros SPICE

El objetivo del presente capítulo es orientar al usuario en la utilización del programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel.

Excel es una herramienta desarrollada y distribuida por Microsoft y utilizada a nivel mundial como hoja de cálculo, que se encuentra dentro del paquete Office. La versión del software utilizada es la del año 2003, si bien se han acabado de perfilar algunos detalles aprovechando las mejoras planteadas en la versión actual del año 2007. Un cambio significativo entre las versiones de los años 2003 y 2007 es la extensión de los archivos guardados, que ha pasado a ser *.x/sx* en lugar de la habitual *.x/s*. Como consideración a tener en cuenta, un archivo guardado con extensión *.x/sx* no puede abrirse con el Excel 2003, mientras que un archivo *.x/s* sí que puede ser utilizado con la actual versión.

A continuación, se presenta un pequeño manual descriptivo del funcionamiento del programa estimador de parámetros SPICE mediante Excel, objeto del presente proyecto.

### 10.1 Descripción

El objetivo o cometido del presente proyecto consiste en el desarrollo de un programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares, ya sean de unión (BJT) o de heterounión (HBT). Esta herramienta, por tanto, nos servirá para obtener el valor numérico de cada uno de los parámetros del modelo del transistor bipolar en SPICE, partiendo de los datos, medidas y curvas del fabricante del dispositivo.

La **Tabla 10.1** muestra el listado de los 41 parámetros que modelan el transistor bipolar en el simulador SPICE utilizando el modelo de *Gummel-Poon*, así como los valores por defecto de estos parámetros. Tal y como podemos observar, nuestro programa es capaz de extraer los 13 parámetros que representan el comportamiento del transistor bipolar en continua (DC). Por otro lado, se ha diseñado un método directo para extraer los 4 parámetros usados para modelar los efectos de la temperatura. Asimismo, el programa nos permite estimar los 5 parámetros utilizados para modelar el efecto de las resistencias parásitas introducidas por las regiones neutras, los contactos óhmicos y las pistas metálicas de interconexión que en el modelo del transistor ideal se ignoraban. También, el programa incorpora una intuitiva interfaz para proceder

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

a la extracción de los 11 parámetros que simulan las capacidades parásitas que el modelo dinámico del transistor bipolar incorpora. Del mismo modo, nos permite estimar los 6 parámetros relacionados con el tiempo de tránsito. Por último, el programa es capaz de estimar los 2 parámetros utilizados para modelar la componente de ruido *flicker* (ruido  $1/f$ ) de la unión base-emisor del transistor bipolar.

En general, cualquier programa SPICE recibe la información del circuito que tiene que simular y del tipo de análisis que tiene que realizar a través de un fichero fuente o fichero de circuito. Este fichero contiene una descripción del circuito, de los componentes que lo forman y de la interconexión entre ellos.

El programa *estim* permite la entrada automática de datos, en este caso medidas experimentales reales con transistores bipolares comerciales, si bien es cierto que, también, es posible introducir datos a modo de verificación o prueba.

Resulta evidente que dependiendo del parámetro a estimar, serán diferentes los valores introducidos en cada archivo. También es muy importante tener en cuenta el orden de la entrada de datos permitidos por el programa, que son mostrados en la **Tabla 10.2**.

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

Tabla 10.1: Parámetros SPICE para el modelo de Gummel-Poon

|    | name | parameter                             | units              | default  |
|----|------|---------------------------------------|--------------------|----------|
| 1  | IS   | transport saturation current          | A                  | 1.0e-16  |
| 2  | BF   | ideal maximum forward beta            | -                  | 100      |
| 3  | NF   | forward current emission coefficient  | -                  | 1.0      |
| 4  | VA   | forward Early voltage                 | V                  | infinite |
| 5  | IKF  | corner for forward beta               |                    |          |
|    |      | high current roll-off                 | A                  | infinite |
| 6  | ISE  | B-E leakage saturation current        | A                  | 0        |
| 7  | NE   | B-E leakage emission coefficient      | -                  | 1.5      |
| 8  | BR   | ideal maximum reverse beta            | -                  | 1        |
| 9  | NR   | reverse current emission coefficient  | -                  | 1        |
| 10 | VAR  | reverse Early voltage                 | V                  | infinite |
| 11 | IKR  | corner for reverse beta               |                    |          |
|    |      | high current roll-off                 | A                  | infinite |
| 12 | ISC  | B-C leakage saturation current        | A                  | 0        |
| 13 | NC   | B-C leakage emission coefficient      | -                  | 2        |
| 14 | RB   | zero bias base resistance             | $\Omega$           | 0        |
| 15 | IRB  | current where base resistance         |                    |          |
|    |      | falls halfway to its min value        | A                  | infinite |
| 16 | RBM  | minimum base resistance               |                    |          |
|    |      | at high currents                      | $\Omega$           | RB       |
| 17 | RE   | emitter resistance                    | $\Omega$           | 0        |
| 18 | RC   | collector resistance                  | $\Omega$           | 0        |
| 19 | CJE  | B-E zero-bias depletion capacitance   | F                  | 0        |
| 20 | VJE  | B-E built-in potential                | V                  | 0.75     |
| 21 | MJE  | B-E junction exponential factor       | -                  | 0.33     |
| 22 | TF   | ideal forward transit time            | sec                | 0        |
| 23 | XTF  | coefficient for bias dependence of TF | -                  | 0        |
| 24 | VTF  | voltage describing VBC                |                    |          |
|    |      | dependence of TF                      | V                  | infinite |
| 25 | ITF  | high-current parameter                |                    |          |
|    |      | for effect on TF                      | A                  | 0        |
| 26 | PTF  | excess phase at freq=1.0/(TF*2PI) Hz  | deg                | 0        |
| 27 | CJC  | B-C zero-bias depletion capacitance   | F                  | 0        |
| 28 | VJC  | B-C built-in potential                | V                  | 0.75     |
| 29 | MJC  | B-C junction exponential factor       | -                  | 0.33     |
| 30 | XCJC | fraction of B-C depletion capacitance | -                  | 1        |
|    |      | connected to internal base node       |                    |          |
| 31 | TR   | ideal reverse transit time            | sec                | 0        |
| 32 | CJS  | zero-bias collector-substrate         |                    |          |
|    |      | capacitance                           | F                  | 0        |
| 33 | VJS  | substrate junction built-in potential | V                  | 0.75     |
| 34 | MJS  | substrate junction exponential factor | -                  | 0        |
| 35 | XTB  | forward and reverse beta              |                    |          |
|    |      | temperature exponent                  | -                  | 0        |
| 36 | EG   | energy gap for temperature            |                    |          |
|    |      | effect on IS                          | eV                 | 1.11     |
| 37 | XTI  | temperature exponent for effect on IS | -                  | 3        |
| 38 | KF   | flicker-noise coefficient             | -                  | 0        |
| 39 | AF   | flicker-noise exponent                | -                  | 1        |
| 40 | FC   | coefficient for forward-bias          |                    |          |
|    |      | depletion capacitance formula         | -                  | 0.5      |
| 41 | TNOM | parameter measurement temperature     | $^{\circ}\text{C}$ | 27       |

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

**Tabla 10.2 Orden de entrada de datos para proceder a la extracción de los parámetros**

| PARAMETER           | C1               | C2                             | C3               | C4               | C5                                    | C6                    | C7             |
|---------------------|------------------|--------------------------------|------------------|------------------|---------------------------------------|-----------------------|----------------|
| IS, NF              | V <sub>BE</sub>  | i <sub>C</sub>                 |                  |                  |                                       |                       |                |
| ISE, NE             | V <sub>BE</sub>  | i <sub>B</sub>                 |                  |                  |                                       |                       |                |
| BF                  | V <sub>BE</sub>  | i <sub>C</sub>                 | i <sub>B</sub>   |                  |                                       |                       |                |
| IKF                 | V <sub>BE</sub>  | i <sub>C</sub>                 |                  |                  |                                       |                       |                |
| VAF                 | V <sub>CE</sub>  | i <sub>C</sub>                 |                  |                  |                                       |                       |                |
| NR                  | V <sub>BC</sub>  | i <sub>E</sub>                 |                  |                  |                                       |                       |                |
| ISC, NC             | V <sub>BC</sub>  | i <sub>B</sub>                 |                  |                  |                                       |                       |                |
| BR                  | V <sub>BC</sub>  | i <sub>E</sub>                 | i <sub>B</sub>   |                  |                                       |                       |                |
| IKR                 | V <sub>BC</sub>  | i <sub>E</sub>                 |                  |                  |                                       |                       |                |
| VAR                 | V <sub>EC</sub>  | i <sub>E</sub>                 |                  |                  |                                       |                       |                |
| TNOM                |                  |                                |                  |                  |                                       |                       |                |
| EG, XTI             | TEMP             | i <sub>S</sub>                 |                  |                  |                                       |                       |                |
| XTB                 | TEMP             | i <sub>C</sub> /i <sub>B</sub> |                  |                  |                                       |                       |                |
| RE, RC, RB          | Z <sub>11</sub>  | Z <sub>21</sub>                | Z <sub>12</sub>  | Z <sub>22</sub>  | i <sub>B</sub>                        |                       |                |
| RBM                 | i <sub>B</sub>   | H <sub>11</sub>                | H <sub>21</sub>  |                  |                                       |                       |                |
| IRB                 | i <sub>B</sub>   | H <sub>11</sub>                | H <sub>21</sub>  |                  |                                       |                       |                |
| CJE, VJE, MJE       | C <sub>SBE</sub> | V <sub>BE</sub>                |                  |                  |                                       |                       |                |
| CJC, VJC, MJC       | C <sub>SBC</sub> | V <sub>BC</sub>                |                  |                  |                                       |                       |                |
| CJS, VJS, MJS       | C <sub>SC</sub>  | V <sub>SC</sub>                |                  |                  |                                       |                       |                |
| FC                  | C <sub>SBE</sub> | V <sub>BE</sub>                |                  |                  |                                       |                       |                |
| XCJC                | S <sub>11</sub>  | S <sub>21</sub>                | S <sub>12</sub>  | S <sub>22</sub>  | Im{Y <sub>21</sub> +Y <sub>12</sub> } | f                     |                |
| TF                  | i <sub>C</sub>   | h <sub>21</sub>                |                  |                  |                                       |                       |                |
| R <sub>C, lin</sub> | V <sub>CE</sub>  | i <sub>C</sub>                 |                  |                  |                                       |                       |                |
| XTF                 | S <sub>11</sub>  | S <sub>21</sub>                | S <sub>12</sub>  | S <sub>22</sub>  | i <sub>C</sub>                        | f <sub>T</sub>        |                |
| ITF                 | S <sub>11</sub>  | S <sub>21</sub>                | S <sub>12</sub>  | S <sub>22</sub>  | i <sub>C</sub>                        | V <sub>BE</sub>       | f <sub>T</sub> |
| VTF                 | S <sub>11</sub>  | S <sub>21</sub>                | S <sub>12</sub>  | S <sub>22</sub>  | i <sub>C</sub>                        | f <sub>T</sub>        |                |
| PTF                 | S <sub>11</sub>  | S <sub>21</sub>                | S <sub>12</sub>  | S <sub>22</sub>  | f <sub>T</sub>                        | ang{Y <sub>21</sub> } |                |
| TR                  | S <sub>11</sub>  | S <sub>21</sub>                | S <sub>12</sub>  | S <sub>22</sub>  | h <sub>21</sub>                       | f                     |                |
| KF, AF              | f                | i <sub>nb1</sub>               | i <sub>nb2</sub> | i <sub>nb3</sub> | i <sub>nb4</sub>                      |                       |                |

Cabe recordar del **Capítulo 8** que la frecuencia de corte,  $f_T$ , se puede expresar y obtener según las siguientes ecuaciones:

$$f_T = |h_{fe}(i_C, v_{CE})| \cdot f_{-20\text{ dB}} = |h_{21}(i_C, v_{CE})| \cdot f_{-20\text{ dB}} \quad (10.1)$$

$$h_{fe} = \frac{i_C}{i_B} = h_{21} = \frac{Y_{21}}{Y_{11}} \quad (10.2)$$

$$f_T = \frac{f_{-20\text{ dB}}}{\text{Im}\left(\frac{1}{h_{fe}}\right)} = \frac{f_{-20\text{ dB}}}{\text{Im}\left(\frac{i_B}{i_C}\right)} \quad (10.3)$$

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

A modo de comentario, la utilidad MultiSIM RF, una extensión del *software* de simulación MultiSIM a la alta frecuencia, refuerza el proceso de simulación para nuevos componentes y funcionalidades especiales para alta frecuencia. Asimismo, el analizador de redes<sup>51</sup> que incorpora nos permite dibujar la salida respecto a la amplitud de entrada sobre un rango de frecuencias y calcula parámetros S, Y, Z, y H. Estas características son mostradas sobre la carta de Smith<sup>52</sup>.

Así, por ejemplo, para estimar los parámetros IS y NF se necesita un fichero de texto donde en la segunda columna aparecen mediciones experimentales de la corriente de colector,  $i_C$ , para valores  $v_{BE}$  entre 0,10 V y 1,00 V.

## 10.2 Guía rápida

A continuación, a modo de exposición, se detalla el modo de uso del programa estimador de parámetros SPICE *estim* y se indica brevemente la forma en que la aplicación calcula o simula los valores de dichos parámetros, objeto del presente proyecto.

La **Figura 10.1** muestra la pantalla de bienvenida del programa, de nombre *estim*, en referencia al objetivo del proyecto.



**Figura 10.1:** Pantalla de bienvenida del programa estimador de parámetros SPICE, *estim*

<sup>51</sup> Network Analyzer

<sup>52</sup> Smith Chart



## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

La siguiente pantalla de aplicación es la mostrada en la **Figura 10.2**.

En ella se muestran, ordenados según su tipología, los 41 parámetros que modelan el transistor bipolar en el simulador SPICE.

| SPICE PARAMETERS      |                       |                        |                             |                               |                         |                    |
|-----------------------|-----------------------|------------------------|-----------------------------|-------------------------------|-------------------------|--------------------|
| 08/07/2008 12:34      |                       |                        |                             |                               |                         |                    |
| DC FORWARD PARAMETERS | DC REVERSE PARAMETERS | TEMPERATURE PARAMETERS | OHMIC PARASITICS PARAMETERS | JUNCTION CAPACITOR PARAMETERS | TRANSIT TIME PARAMETERS | NOISE PARAMETERS   |
| <a href="#">IS</a>    | <a href="#">NR</a>    | <a href="#">TNOM</a>   | <a href="#">RE</a>          | <a href="#">CJE</a>           | <a href="#">TF</a>      | <a href="#">AF</a> |
| <a href="#">NF</a>    | <a href="#">BR</a>    | <a href="#">EG</a>     | <a href="#">RC</a>          | <a href="#">VJE</a>           | <a href="#">XTF</a>     | <a href="#">KF</a> |
| <a href="#">BF</a>    | <a href="#">ISC</a>   | <a href="#">XTI</a>    | <a href="#">RB</a>          | <a href="#">MJE</a>           | <a href="#">ITF</a>     |                    |
| <a href="#">ISE</a>   | <a href="#">NC</a>    | <a href="#">XTB</a>    | <a href="#">RBM</a>         | <a href="#">CJC</a>           | <a href="#">VTF</a>     |                    |
| <a href="#">NE</a>    | <a href="#">IKR</a>   |                        | <a href="#">IRB</a>         | <a href="#">VJC</a>           | <a href="#">PTF</a>     |                    |
| <a href="#">IKF</a>   | <a href="#">VAR</a>   |                        |                             | <a href="#">MJC</a>           | <a href="#">TR</a>      |                    |
| <a href="#">VAF</a>   |                       |                        |                             | <a href="#">CJS</a>           |                         |                    |
|                       |                       |                        |                             | <a href="#">VJS</a>           |                         |                    |
|                       |                       |                        |                             | <a href="#">MJS</a>           |                         |                    |
|                       |                       |                        |                             | <a href="#">FC</a>            |                         |                    |
|                       |                       |                        |                             | <a href="#">XCJC</a>          |                         |                    |
| TOTAL PARAMETERS: 41  |                       |                        |                             |                               |                         |                    |

**Figura 10.2:** Listado completo de los parámetros estimados por el programa estim

Comentar que estos parámetros han sido programados a modo de hipervínculo o *link*, esto es que basta con pulsar uno de ellos y la aplicación nos dirige directamente a su hoja particular de simulación.

En la aplicación, todo el proceso está automatizado mediante *macros*, por lo que no se necesitan conocimientos de programación para usar la aplicación.

Una vez dentro de una hoja cualquiera, correspondiente a un o un conjunto de parámetros, el usuario dispone de tres posibles opciones.

"*IMPORT DATA*"; para la entrada automática de datos.

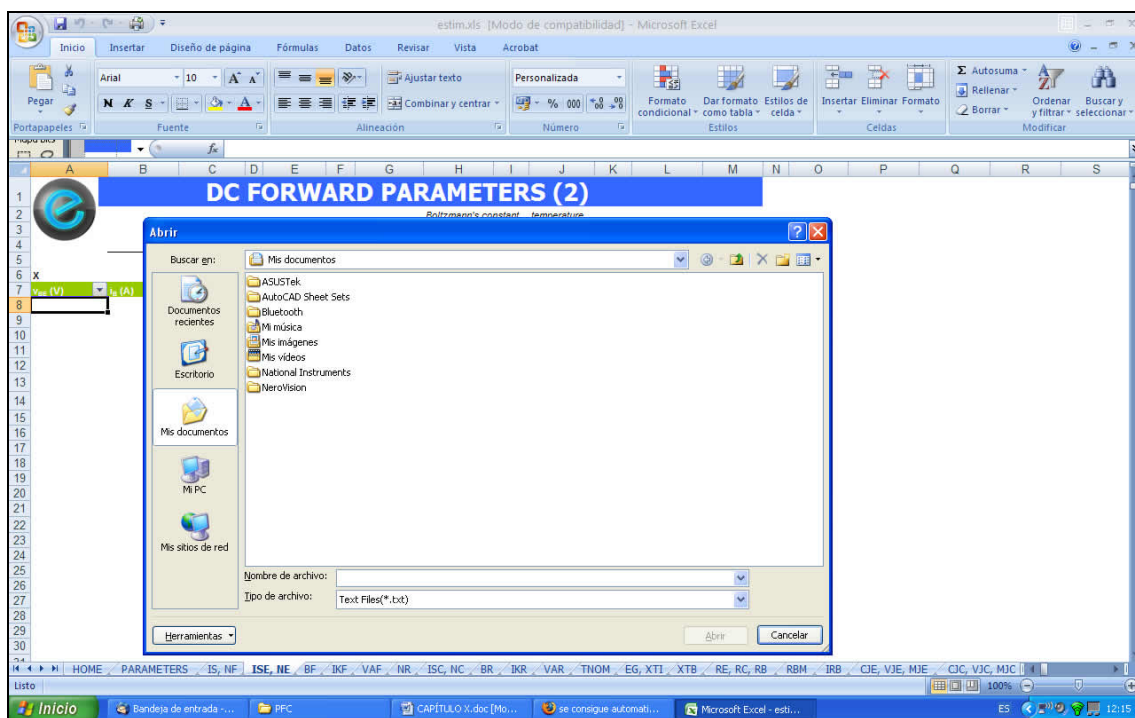
"*SIMULATE*"; para la obtención automática del parámetro a extraer.

"*EXIT*"; para salir de la hoja actual y volver al inicio.

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

Tal y como se citó anteriormente en este mismo capítulo, el programa **estim** permite la entrada automática de datos a través de un fichero de texto **.txt**. Basta con pulsar el icono o botón con la etiqueta **"IMPORT DATA"**.

Una vez seleccionado el *path* del fichero **.txt** con los datos a simular, con la típica interfaz de Windows, pulsamos "Abrir" y los datos son insertados automáticamente en la hoja correspondiente, listos para su uso. Recordad que dependiendo del parámetro a estimar, serán diferentes los valores introducidos en cada archivo, así como su orden de entrada.



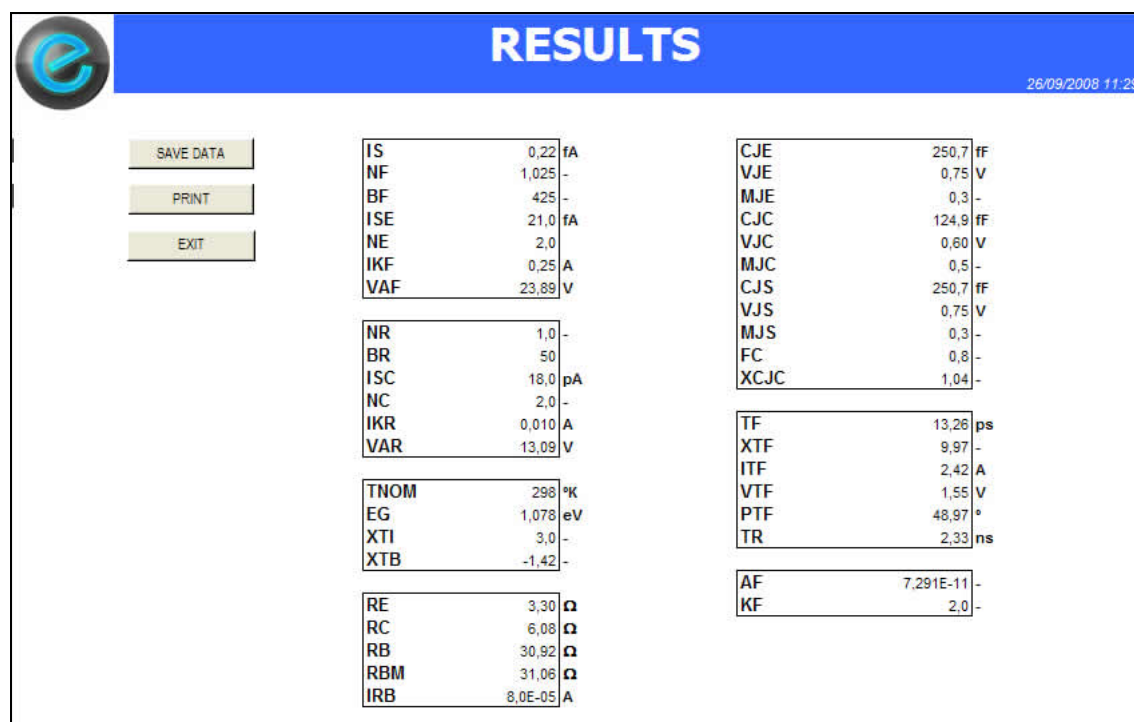
**Figura 10.3: Entrada automática de datos a través de un archivo de texto **.txt****

Para proceder a la extracción del parámetro de interés basta con pulsar sobre el botón con la etiqueta **"SIMULATE"**. La aplicación se encarga del resto de manera automática; eliminará los valores que se encuentren fuera del rango de validez, resaltará los datos de interés, mostrará el número de interacciones y un largo etcétera.

Por último, comentar que el botón **"EXIT"** permite salir de la hoja de simulación actual y nos sitúa en la hoja correspondiente al listado de parámetros estimados por el programa, mostrados en la **Figura 10.2**.

Por último, a modo de utilidad, se ha desarrollado una hoja capaz de mostrar y guardar de manera automática los valores numéricos de cada uno de los parámetros estimados, para su posterior impresión (ver **Figura 10.4**).

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel



**Figura 10.4:** Valores numéricos de los parámetros estimados para su posterior impresión

## 11. Conclusiones

El objetivo de este proyecto ha sido el desarrollo de un programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares, tanto de unión (BJT) como de heterounión (HBT). Además, se ha llevado a cabo un estudio teórico y una explicación parcial de la metodología a seguir para extraer cada uno de estos parámetros.

Como transistor de referencia para validar la bondad de los métodos de extracción descritos se ha utilizado el transistor NPN de silicio-germanio BFP620F de *Infineon Technologies*. Recordar, también, que en los casos en los que no ha sido posible la utilización de este transistor, debido a que requerían para la estimación de algunos parámetros, tales como el tiempo de tránsito en inversa y las resistencias parásitas, los parámetros S del transistor para una polarización no disponible o facilitada por el fabricante, se optó por la utilización del transistor NPN de silicio MRF927T1 de *Motorola*, contenido en la librería de transistores de RF que contiene MultiSim 2001. Por otro lado, al estimar el parámetro PTF, referente al exceso de fase, se buscó un transistor cuyo valor proporcionado por el fabricante fuese diferente de cero para tener, de esta manera, un mayor control en la veracidad y verificación del método propuesto de extracción. Finalmente se seleccionó el transistor BFP520F, también de *Infineon Technologies*.

Con el programa estimador de parámetros SPICE se ha corroborado la bondad de la base teórica de extracción de parámetros contenida en este proyecto. Por otra parte, si bien en la mayoría de los casos se han obtenido los valores esperados, en aquellos casos en los que el valor estimado no se corresponde exactamente con el valor proporcionado por el fabricante, el error cometido se puede cuantificar en  $\pm 5\%$ . Este error es debido a que no se ha trabajado exactamente con los niveles de polarización exactos requeridos en la teoría, que el fabricante ha empleado otra rutina de extracción o ha utilizado un programa comercial distinto.

Parámetros especialmente difíciles de estimar fueron PTF, RBM, IRB, XCJC y FC, debido a la escasa información disponible y a la propia definición confusa de estos parámetros.

La principal aportación introducida en la elaboración de este trabajo es disponer de toda una recopilación y compendio de métodos y técnicas para estimar los parámetros que modelan el transistor bipolar en SPICE, y cada uno de ellos experimentados mediante el programa estimador de parámetros *estim*, utilizando para ello datos de transistores bipolares reales.

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

En definitiva, el programa estimador de parámetros SPICE desarrollado demuestra la viabilidad del planteamiento original y objetivos del proyecto.

## 12. Apéndices

### 12.1 Hojas de datos

Los fabricantes de componentes y dispositivos electrónicos informan de las características de sus productos mediante lo que se conoce con el nombre de hojas de datos o de especificaciones, en inglés *data sheet*.

Las hojas de datos o de especificaciones de los transistores bipolares suelen estar divididas en cinco secciones.

La primera sección suele contener una tabla de características generales donde se incluyen las especificaciones más relevantes del componente; pero no se incluyen todas, tan solo es una guía rápida para saber si un determinado componente cubrirá, en principio, nuestras necesidades. Esta tabla recibe el nombre en inglés de *quick reference data*.

La segunda sección es una tabla de valores máximos aplicables a los distintos componentes, en inglés *maximum ratings*. En esta tabla se detallan los valores máximos de tensiones, corrientes, etc., aplicables al dispositivo sin que éste se destruya. Antes de utilizar un determinado componente es importante consultar este tipo de tablas para evitar dañar el componente por una mala utilización. En el diseño del circuito, debe tenerse en cuenta que el dispositivo debe mantenerse alejado de dichos valores, manteniendo un margen de seguridad.

Las secciones tercera y cuarta constituyen el cuerpo central del conjunto de especificaciones del componente. La tercera sección suele contener una tabla o un conjunto de tablas donde se especifican, de forma exhaustiva, las características del componente, bajo unas determinadas condiciones de funcionamiento (temperatura, tensión de alimentación, corriente de polarización,...). El fabricante suele indicar en letra pequeña, al final de la tabla, las condiciones en que se han medido dichas especificaciones. En esta tabla, para cada una de las características del componente, encontramos el valor mínimo, el valor típico y el valor máximo. Esto puede darnos una idea de la dispersión que tendrá cada parámetro en la práctica. Evidentemente el fabricante no suele medir los valores de las especificaciones de todos sus componentes. Se hace un muestreo y se escoge un conjunto de elementos al azar, de los cuales se miden sus características. El número de elementos debe ser lo suficientemente elevado para poder establecer una estadística de los valores medidos. Por ejemplo para la  $\beta$  de un transistor el fabricante especifica tres valores: el mínimo, el máximo y el típico. Generalmente tendremos una  $\beta$  que será mayor que el valor mínimo y menor que el valor máximo, y tendremos

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

una probabilidad relativamente elevada de que su valor se acerque al valor típico. Las tablas anteriores no abarcan la totalidad de los parámetros del dispositivo para todas las condiciones de medida posibles. La variación del valor de un parámetro respecto a una determinada condición (tensión de alimentación, temperatura, ...) se suele dar en forma de gráfica. Estas gráficas constituyen la cuarta sección de las hojas de datos. Generalmente, las gráficas sólo dan la variación del valor típico de un parámetro con respecto a otro, aunque en algunos casos se incluye también la variación del valor máximo y mínimo del parámetro. Por ejemplo, en las especificaciones de un transistor bipolar podemos encontrar la corriente de colector del transistor con respecto a la tensión colector emisor, parametrizada para diferentes valores de la corriente de base, con los valores asociados a la curvas medidas a 25 °C. Puede suministrarse un conjunto de gráficas análogas correspondientes a distintas temperaturas.

En la quinta y última sección se suelen encontrar una serie de tablas con los parámetros S en la configuración de emisor común en función de la frecuencia y para una o varias polarizaciones establecidas, el valor de todos los parámetros SPICE del modelo del transistor y el circuito equivalente del mismo.

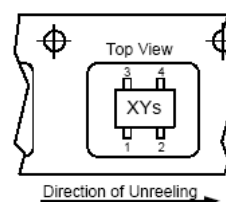
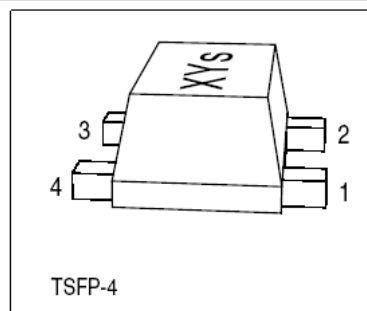
Las páginas siguientes contienen las hojas de datos de los transistores **BFP620F** de *Infineon Technologies* y **MRF927T1** de *Motorola*, los cuales han sido utilizados como referencia para verificar o validar los métodos descritos en esta obra para extraer o estimar los parámetros SPICE que modelan el comportamiento del transistor bipolar.

Por último, cabe tener en cuenta que las especificaciones completas pueden consultarse en los catálogos del fabricante o bien visitando su página *web*. Suele ser habitual encontrar algunos circuitos de aplicación cuyo estudio suele ser de gran ayuda, ya que aportan ideas prácticas.

**BFP620F****NPN Silicon Germanium RF Transistor\***

- High gain low noise RF transistor
- Small package 1.4 x 0.8 x 0.59 mm
- Outstanding noise figure  $F = 0.7$  dB at 1.8 GHz  
Outstanding noise figure  $F = 1.3$  dB at 6 GHz
- Maximum stable gain  
 $G_{ms} = 21$  dB at 1.8 GHz  
 $G_{ma} = 10$  dB at 6 GHz
- Gold metallization for extra high reliability

\*Short-term description

**ESD:** Electrostatic discharge sensitive device, observe handling precaution!

| Type    | Marking | Pin Configuration |     |     |     |   |   | Package |
|---------|---------|-------------------|-----|-----|-----|---|---|---------|
| BFP620F | R2s     | 1=B               | 2=E | 3=C | 4=E | - | - | TSFP-4  |

**Maximum Ratings**

| Parameter                                                                          | Symbol    | Value       | Unit             |
|------------------------------------------------------------------------------------|-----------|-------------|------------------|
| Collector-emitter voltage<br>$T_A > 0^\circ\text{C}$<br>$T_A \leq 0^\circ\text{C}$ | $V_{CEO}$ | 2.3<br>2.1  | V                |
| Collector-emitter voltage                                                          | $V_{CES}$ | 7.5         |                  |
| Collector-base voltage                                                             | $V_{CBO}$ | 7.5         |                  |
| Emitter-base voltage                                                               | $V_{EBO}$ | 1.2         |                  |
| Collector current                                                                  | $I_C$     | 80          | mA               |
| Base current                                                                       | $I_B$     | 3           |                  |
| Total power dissipation <sup>1)</sup><br>$T_S \leq 96^\circ\text{C}$               | $P_{tot}$ | 185         | mW               |
| Junction temperature                                                               | $T_j$     | 150         | $^\circ\text{C}$ |
| Ambient temperature                                                                | $T_A$     | -65 ... 150 |                  |
| Storage temperature                                                                | $T_{stg}$ | -65 ... 150 |                  |

<sup>1)</sup> $T_S$  is measured on the collector lead at the soldering point to the pcb



## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

**BFP620F****Thermal Resistance**

| Parameter                                | Symbol     | Value      | Unit |
|------------------------------------------|------------|------------|------|
| Junction - soldering point <sup>1)</sup> | $R_{thJS}$ | $\leq 290$ | K/W  |

**Electrical Characteristics at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified**

| Parameter | Symbol | Values |      |      | Unit |
|-----------|--------|--------|------|------|------|
|           |        | min.   | typ. | max. |      |

**DC Characteristics**

|                                                                                          |               |     |     |     |               |
|------------------------------------------------------------------------------------------|---------------|-----|-----|-----|---------------|
| Collector-emitter breakdown voltage<br>$I_C = 1 \text{ mA}, I_B = 0$                     | $V_{(BR)CEO}$ | 2.3 | 2.8 | -   | V             |
| Collector-emitter cutoff current<br>$V_{CE} = 7.5 \text{ V}, V_{BE} = 0$                 | $I_{CES}$     | -   | -   | 10  | $\mu\text{A}$ |
| Collector-base cutoff current<br>$V_{CB} = 5 \text{ V}, I_E = 0$                         | $I_{CBO}$     | -   | -   | 100 | nA            |
| Emitter-base cutoff current<br>$V_{EB} = 0.5 \text{ V}, I_C = 0$                         | $I_{EBO}$     | -   | -   | 3   | $\mu\text{A}$ |
| DC current gain<br>$I_C = 50 \text{ mA}, V_{CE} = 1.5 \text{ V}, \text{ pulse measured}$ | $h_{FE}$      | 110 | 180 | 270 | -             |

<sup>1)</sup>For calculation of  $R_{thJA}$  please refer to Application Note Thermal Resistance

**BFP620F****Electrical Characteristics at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified**

| Parameter                                                                                                                                                                                                                               | Symbol        | Values      |             |        | Unit |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------|-------------|-------------|--------|------|
|                                                                                                                                                                                                                                         |               | min.        | typ.        | max.   |      |
| AC Characteristics (verified by random sampling)                                                                                                                                                                                        |               |             |             |        |      |
| Transition frequency<br>$I_C = 50\text{ mA}$ , $V_{CE} = 1.5\text{ V}$ , $f = 1\text{ GHz}$                                                                                                                                             | $f_T$         | -           | 65          | -      | GHz  |
| Collector-base capacitance<br>$V_{CB} = 2\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$                                                                                                                                                                | $C_{cb}$      | -           | 0.12        | 0.2    | pF   |
| Collector emitter capacitance<br>$V_{CE} = 2\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$                                                                                                                                                             | $C_{ce}$      | -           | 0.2         | -      |      |
| Emitter-base capacitance<br>$V_{EB} = 0.5\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$                                                                                                                                                                | $C_{eb}$      | -           | 0.45        | -      |      |
| Noise figure<br>$I_C = 5\text{ mA}$ , $V_{CE} = 1.5\text{ V}$ , $f = 1.8\text{ GHz}$ , $Z_S = Z_{Sopt}$<br>$I_C = 5\text{ mA}$ , $V_{CE} = 1.5\text{ V}$ , $f = 6\text{ GHz}$ , $Z_S = Z_{Sopt}$                                        | $F$           | -<br>-<br>- | 0.7<br>1.3  | -<br>- | dB   |
| Power gain, maximum stable <sup>1)</sup><br>$I_C = 50\text{ mA}$ , $V_{CE} = 1.5\text{ V}$ , $Z_S = Z_{Sopt}$ ,<br>$Z_L = Z_{Lopt}$ , $f = 1.8\text{ GHz}$                                                                              | $G_{ms}$      | -           | 21          | -      | dB   |
| Power gain, maximum available <sup>1)</sup><br>$I_C = 50\text{ mA}$ , $V_{CE} = 1.5\text{ V}$ , $Z_S = Z_{Sopt}$ ,<br>$Z_L = Z_{Lopt}$ , $f = 6\text{ GHz}$                                                                             | $G_{ma}$      | -           | 10          | -      | dB   |
| Transducer gain<br>$I_C = 50\text{ mA}$ , $V_{CE} = 1.5\text{ V}$ , $Z_S = Z_L = 50\text{ }\Omega$ ,<br>$f = 1.8\text{ GHz}$<br>$I_C = 50\text{ mA}$ , $V_{CE} = 1.5\text{ V}$ , $Z_S = Z_L = 50\text{ }\Omega$ ,<br>$f = 6\text{ GHz}$ | $ S_{21e} ^2$ | -<br>-<br>- | 19.5<br>9.5 | -<br>- | dB   |
| Third order intercept point at output <sup>2)</sup><br>$V_{CE} = 2\text{ V}$ , $I_C = 50\text{ mA}$ , $f = 1.8\text{ GHz}$ ,<br>$Z_S = Z_L = 50\text{ }\Omega$                                                                          | $IP_3$        | -           | 25          | -      | dBm  |
| 1dB Compression point at output<br>$I_C = 50\text{ mA}$ , $V_{CE} = 2\text{ V}$ , $Z_S = Z_L = 50\text{ }\Omega$ ,<br>$f = 1.8\text{ GHz}$                                                                                              | $P_{-1dB}$    | -           | 14          | -      |      |

<sup>1)</sup>  $G_{ma} = |S_{21e}| / |S_{12e}| (k - (k^2 - 1)^{1/2})$ ,  $G_{ms} = |S_{21e}| / |S_{12e}|$ 
<sup>2)</sup>  $IP_3$  value depends on termination of all intermodulation frequency components.  
Termination used for this measurement is  $50\ \Omega$  from 0.1 MHz to 6 GHz

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel



**BFP620F**

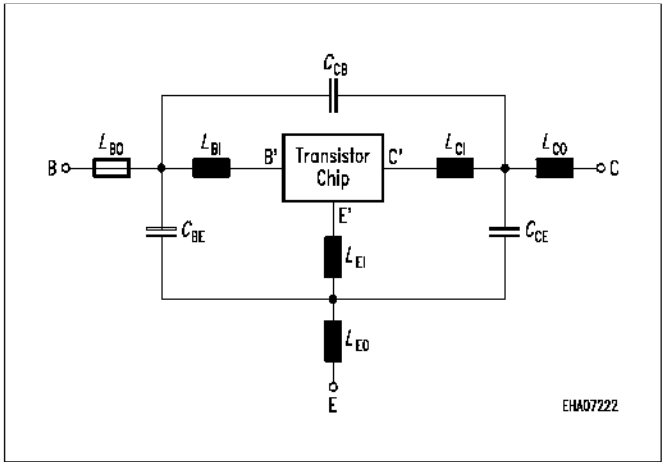
**SPICE Parameter (Gummel-Poon Model, Berkley-SPICE 2G.6 Syntax):**

**Transistor Chip Data:**

|       |         |          |       |           |          |        |       |          |
|-------|---------|----------|-------|-----------|----------|--------|-------|----------|
| IS =  | 0.22    | fA       | BF =  | 425       | -        | NF =   | 1.025 | -        |
| VAF = | 1000    | V        | IKF = | 0.25      | A        | ISE =  | 21    | fA       |
| NE =  | 2       | -        | BR =  | 50        | -        | NR =   | 1     | -        |
| VAR = | 2       | V        | IKR = | 10        | mA       | ISC =  | 18    | pA       |
| NC =  | 2       | -        | RB =  | 3.129     | $\Omega$ | IRB =  | 1.522 | mA       |
| RBM = | 2.707   | $\Omega$ | RE =  | 0.6       | -        | RC =   | 2.364 | $\Omega$ |
| CJE = | 250.7   | fF       | VJE = | 0.75      | V        | MJE =  | 0.3   | -        |
| TF =  | 1.43    | ps       | XTF = | 10        | -        | VTF =  | 1.5   | V        |
| ITF = | 2.4     | A        | PTF = | 0         | deg      | CJC =  | 124.9 | fF       |
| VJC = | 0.6     | V        | MJC = | 0.5       | -        | XCJC = | 1     | -        |
| TR =  | 0.2     | ns       | CJS = | 128.1     | fF       | VJS =  | 0.52  | V        |
| MJS = | 0.5     | -        | NK =  | -1.42     | -        | EG =   | 1.078 | eV       |
| XTI = | 3       | -        | FC =  | 0.8       | -        | TNOM   | 298   | K        |
| AF =  | 2       | -        | KF =  | 7.291E-11 | -        |        |       |          |
| TITF1 | -0.0065 | -        | TITF2 | 1.0E-5    | -        |        |       |          |

All parameters are ready to use, no scaling is necessary.

**Package Equivalent Circuit:**

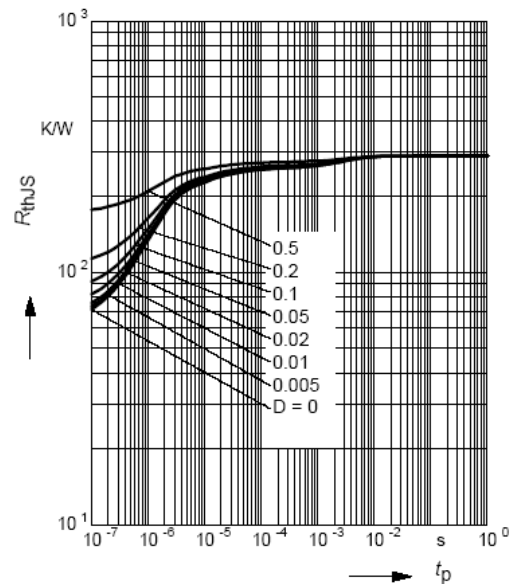
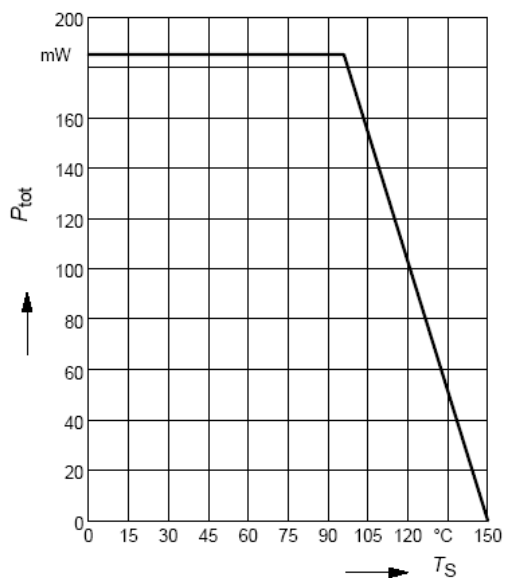
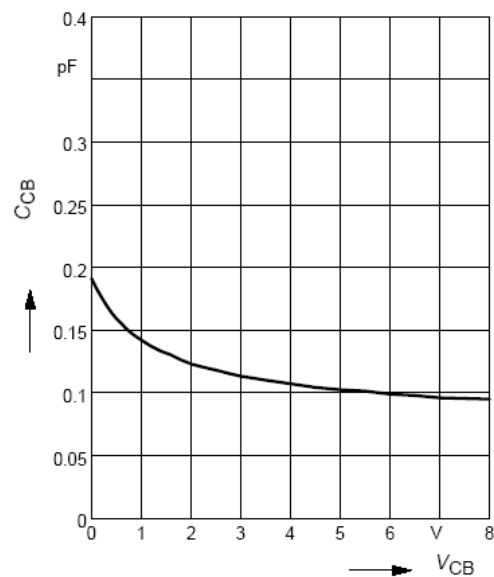
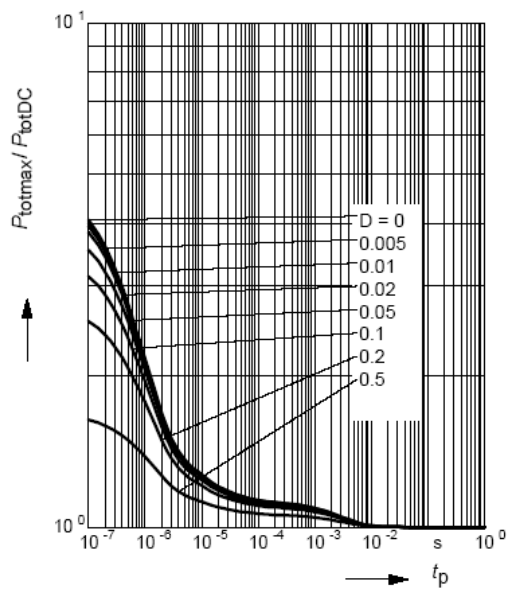


To avoid high complexity of the package equivalent circuit, both emitter leads of TSFP-4 are combined in one electrical connection.  $R_{LXI}$  are series resistors for the inductances  $L_{XI}$  and  $K_{xa-yb}$  are the coupling coefficients between the inductances  $L_{xa}$  and  $L_{yb}$ .

|               |       |          |
|---------------|-------|----------|
| $L_{B0}$ =    | 0.22  | nH       |
| $L_{E0}$ =    | 0.28  | nH       |
| $L_{C0}$ =    | 0.22  | nH       |
| $K_{B0-E0}$ = | 0.1   | -        |
| $K_{B0-C0}$ = | 0.01  | -        |
| $K_{E0-C0}$ = | 0.11  | -        |
| $C_{BE}$ =    | 34    | fF       |
| $C_{BC}$ =    | 2     | fF       |
| $C_{CE}$ =    | 33    | fF       |
| $L_{B1}$ =    | 0.42  | nH       |
| $R_{LB1}$ =   | 0.15  | $\Omega$ |
| $L_{E1}$ =    | 0.26  | nH       |
| $R_{LE1}$ =   | 0.11  | $\Omega$ |
| $L_{C1}$ =    | 0.35  | nH       |
| $R_{LC1}$ =   | 0.13  | $\Omega$ |
| $K_{BI-EI}$ = | -0.05 | -        |
| $K_{BI-CI}$ = | -0.08 | -        |
| $K_{EI-CI}$ = | 0.2   | -        |

Valid up to 6GHz

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

**BFP620F****Total power dissipation  $P_{\text{tot}} = f(T_S)$** **Permissible Pulse Load  $R_{\text{thJS}} = f(t_p)$** **Permissible Pulse Load** $P_{\text{totmax}}/P_{\text{totDC}} = f(t_p)$ **Collector-base capacitance  $C_{\text{cb}} = f(V_{\text{CB}})$**  $f = 1\text{MHz}$ 

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

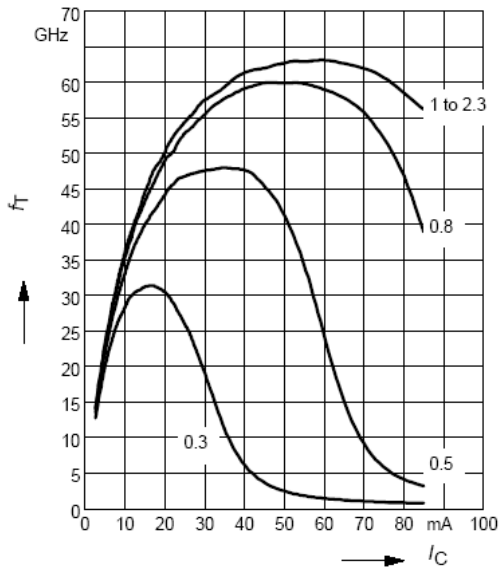


BFP620F

Transition frequency  $f_T = f(I_C)$

$f = 1\text{GHz}$

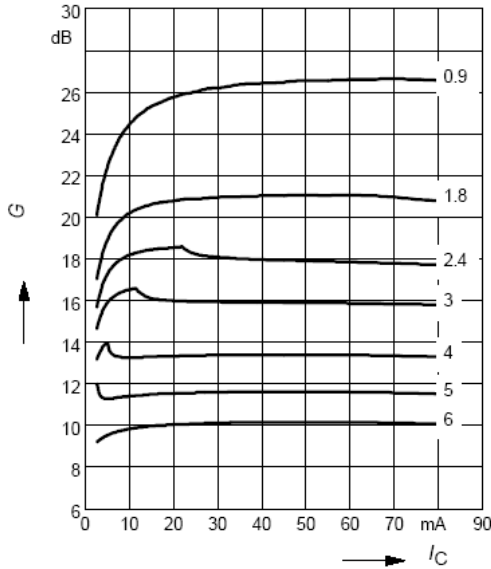
$V_{CE} = \text{Parameter in V}$



Power gain  $G_{ma}, G_{ms} = f(I_C)$

$V_{CE} = 1.5\text{V}$

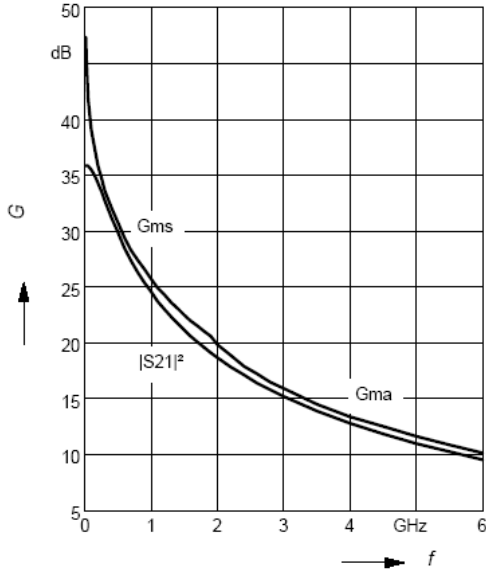
$f = \text{Parameter in GHz}$



Power Gain  $G_{ma}, G_{ms} = f(f)$

$|S_{21}|^2 = f(f)$

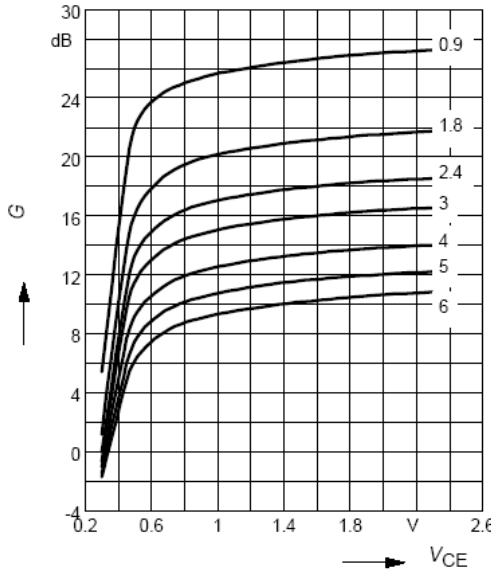
$V_{CE} = 1.5\text{V}, I_C = 50\text{mA}$



Power gain  $G_{ma}, G_{ms} = f(V_{CE})$

$I_C = 50\text{mA}$

$f = \text{Parameter in GHz}$



**MOTOROLA**  
**SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA**

Order this document  
by MRF927T1/D

The RF Small Signal Line  
**NPN Silicon Low Voltage,  
Low Current, Low Noise,  
High-Frequency Transistors**

Designed for use in low voltage, low current applications at frequencies to 2.0 GHz. Specifically aimed at portable communication devices such as pagers and hand-held phones.

- High Gain ( $G_{Umax}$  15 dB Typ @ 1.0 GHz) @ 1.0 mA
- Small, Surface-Mount Package (SC-70)
- High Current Gain-Bandwidth Product at Low Current, Low Voltage ( $f_T$  = 8.0 GHz Typ @ 3.0 V, 5.0 mA)
- Available in Tape and Reel by Adding T1 or T3 Suffix to Part Number.  
T1 Suffix = 3,000 Units per 8 mm, 7 inch Reel.  
T3 Suffix = 10,000 Units per 8 mm, 7 inch Reel.

**MRF927T1**  
**MRF927T3**

$I_C$  = 10 mA  
**LOW NOISE  
HIGH FREQUENCY  
TRANSISTOR**



CASE 419-02, STYLE 3  
(SC-70/SOT-323)

**MAXIMUM RATINGS**

| Rating                                                       | Symbol    | Value       | Unit        |
|--------------------------------------------------------------|-----------|-------------|-------------|
| Collector-Emitter Voltage                                    | $V_{CEO}$ | 10          | Vdc         |
| Collector-Base Voltage                                       | $V_{CBO}$ | 20          | Vdc         |
| Emitter-Base Voltage                                         | $V_{EBO}$ | 2.5         | Vdc         |
| Collector Current — Continuous                               | $I_C$     | 10          | mA dc       |
| Total Device Dissipation @ $T_C$ = 50°C<br>Derate above 50°C | $P_D$     | 100<br>1.0  | mW<br>mW/°C |
| Storage Temperature Range                                    | $T_{stg}$ | -55 to +150 | °C          |
| Operating Temperature Range                                  | $T_J$     | 150         | °C          |

**THERMAL CHARACTERISTICS**

| Characteristic                       | Symbol          | Value | Unit |
|--------------------------------------|-----------------|-------|------|
| Thermal Resistance, Junction-to-Case | $R_{\theta JC}$ | 1000  | °C/W |

**DEVICE MARKING**

|              |
|--------------|
| MRF927T1 = F |
|--------------|

REV 1

© Motorola, Inc. 1997



**MOTOROLA**

# Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

| Characteristic                                                                                                           | Symbol        | Min | Typ  | Max | Unit          |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------|-----|------|-----|---------------|
| <b>OFF CHARACTERISTICS</b>                                                                                               |               |     |      |     |               |
| Collector–Emitter Breakdown Voltage<br>( $I_C = 0.1\text{ mA}$ , $I_B = 0\text{ mA}$ )                                   | $V_{(BR)CEO}$ | 10  | —    | —   | Vdc           |
| Collector–Base Breakdown Voltage<br>( $I_C = 0.1\text{ mA}$ , $I_E = 0$ )                                                | $V_{(BR)CBO}$ | 20  | —    | —   | Vdc           |
| Emitter–Base Breakdown Voltage<br>( $I_E = 0.1\text{ mA}$ , $I_C = 0$ )                                                  | $V_{(BR)EBO}$ | 1.5 | —    | —   | Vdc           |
| Emitter Cutoff Current<br>( $V_{EB} = 1.0\text{ Vdc}$ , $I_C = 0$ )                                                      | $I_{EBO}$     | —   | —    | 0.1 | $\mu\text{A}$ |
| <b>ON CHARACTERISTICS</b>                                                                                                |               |     |      |     |               |
| DC Current Gain<br>( $V_{CE} = 1.0\text{ Vdc}$ , $I_C = 0.5\text{ mA}$ )                                                 | $h_{FE}$      | 50  | —    | 200 | —             |
| <b>DYNAMIC CHARACTERISTICS</b>                                                                                           |               |     |      |     |               |
| Collector–Base Capacitance<br>( $V_{CB} = 1.0\text{ Vdc}$ , $I_E = 0$ , $f = 1.0\text{ MHz}$ )                           | $C_{cb}$      | —   | 0.33 | —   | pF            |
| Current–Gain Bandwidth Product<br>( $V_{CE} = 3.0\text{ Vdc}$ , $I_E = 5.0\text{ mA}$ , $f = 1.0\text{ GHz}$ )           | $f_T$         | —   | 8.0  | —   | GHz           |
| <b>PERFORMANCE CHARACTERISTICS</b>                                                                                       |               |     |      |     |               |
| Noise Figure — Minimum<br>( $V_{CE} = 1.0\text{ Vdc}$ , $I_C = 1.0\text{ mA}$ , $f = 1000\text{ MHz}$ )                  | $NF_{min}$    | —   | 1.7  | —   | dB            |
| Associated Gain at Minimum Noise Figure<br>( $V_{CE} = 1.0\text{ Vdc}$ , $I_C = 1.0\text{ mA}$ , $f = 1000\text{ MHz}$ ) | $GNF$         | —   | 9.8  | —   | dB            |
| Maximum Unilateral Gain<br>( $V_{CE} = 1.0\text{ Vdc}$ , $I_C = 1.0\text{ mA}$ , $f = 1000\text{ MHz}$ )                 | $G_{Umax}$    | —   | 15   | —   | dB            |
| Insertion Gain<br>( $V_{CE} = 1.0\text{ Vdc}$ , $I_C = 1.0\text{ mA}$ , $f = 1000\text{ MHz}$ )                          | $ S_{21}^2 $  | —   | 8.0  | —   | dB            |
| Noise Resistance<br>( $V_{CE} = 1.0\text{ Vdc}$ , $I_C = 1.0\text{ mA}$ , $f = 1000\text{ MHz}$ )                        | $R_N$         | —   | 62   | —   | Ohms          |

TYPICAL CHARACTERISTICS

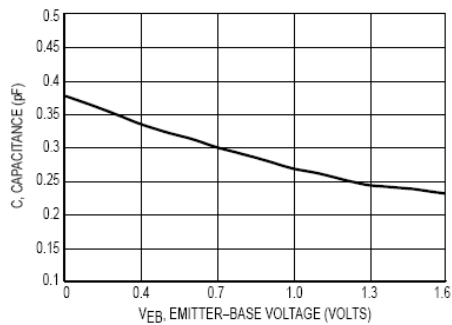


Figure 1. C<sub>1B</sub> Input Capacitance versus Voltage

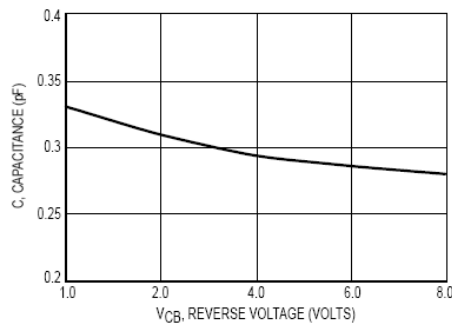


Figure 2. C<sub>CB</sub>, Collector-Base Capacitance versus Voltage

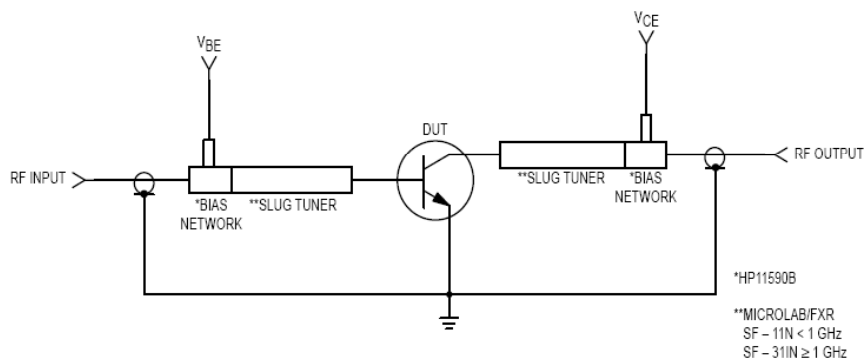


Figure 3. Functional Circuit Schematic



Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

TYPICAL CHARACTERISTICS

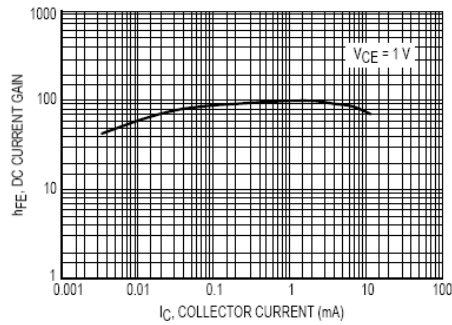


Figure 4. DC Current Gain versus Collector Current

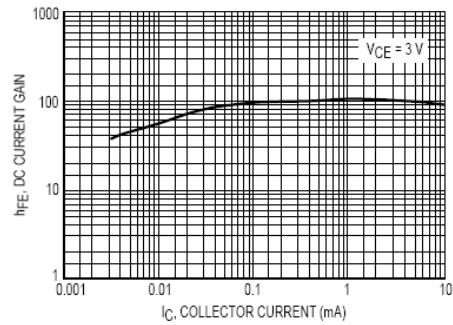


Figure 5. DC Current Gain versus Collector Current

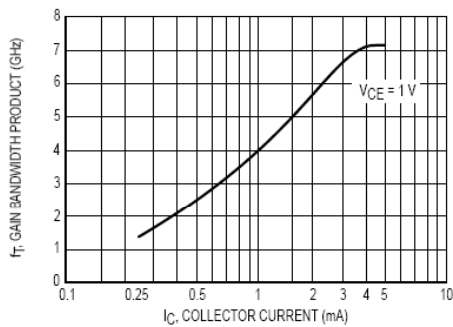


Figure 6. Gain Bandwidth Product versus Collector Current

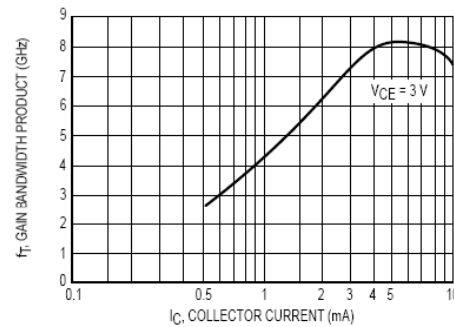


Figure 7. Gain Bandwidth Product versus Collector Current

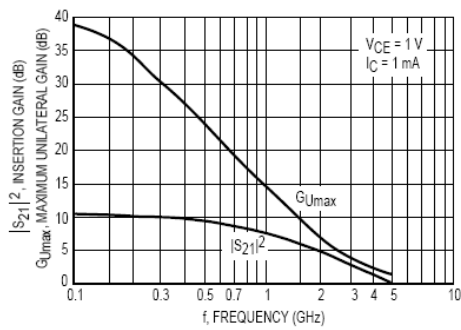


Figure 8. Forward Insertion Gain and Maximum Unilateral Gain versus Frequency

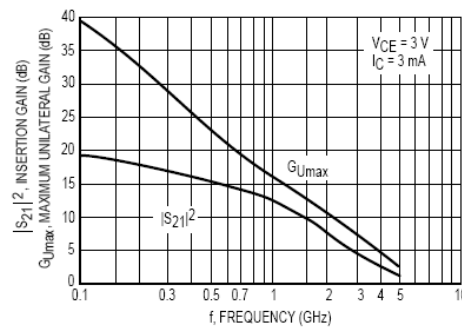


Figure 9. Forward Insertion Gain and Maximum Unilateral Gain versus Frequency

## TYPICAL CHARACTERISTICS

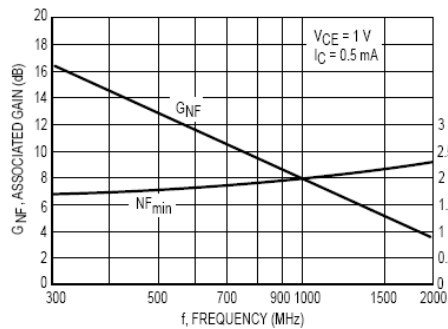


Figure 10. Minimum Noise Figure and Associated Gain versus Frequency

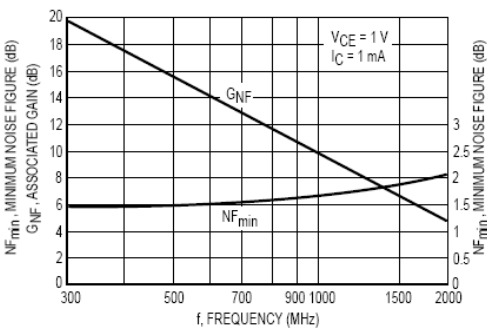


Figure 11. Minimum Noise Figure and Associated Gain versus Frequency

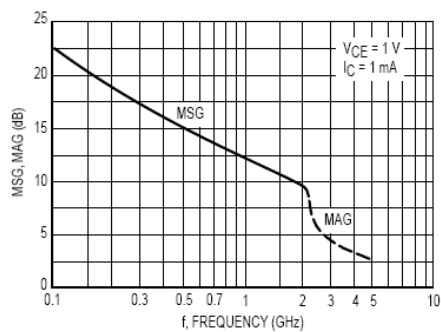


Figure 12. MSG, Maximum Stable Gain; MAG, Maximum Available Gain versus Frequency

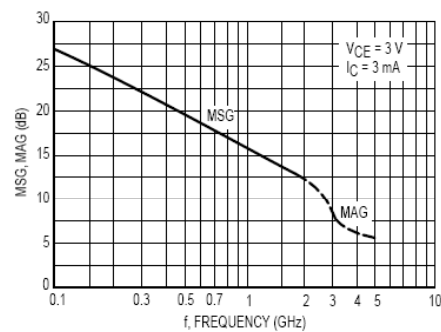


Figure 13. MSG, Maximum Stable Gain; MAG, Maximum Available Gain versus Frequency

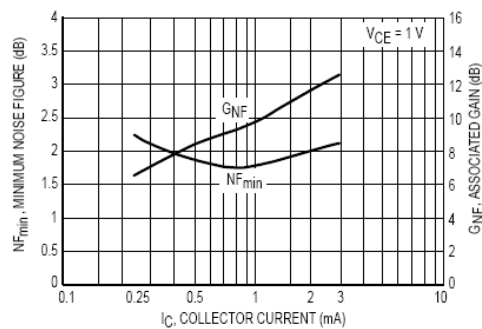


Figure 14. Noise Figure and Gain @ Minimum Noise Figure versus Collector Current

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

| V <sub>CE</sub><br>(Vdc) | I <sub>C</sub><br>(mA) | f<br>(GHz) | S <sub>11</sub> |      | S <sub>21</sub> |     | S <sub>12</sub> |     | S <sub>22</sub> |      |
|--------------------------|------------------------|------------|-----------------|------|-----------------|-----|-----------------|-----|-----------------|------|
|                          |                        |            | S <sub>11</sub> | ∠ φ  | S <sub>21</sub> | ∠ φ | S <sub>12</sub> | ∠ φ | S <sub>22</sub> | ∠ φ  |
| 1.0                      | 0.25                   | 0.10       | 0.992           | -4   | 0.911           | 174 | 0.020           | 86  | 0.997           | -3   |
|                          |                        | 0.20       | 0.990           | -9   | 0.903           | 169 | 0.039           | 83  | 0.993           | -6   |
|                          |                        | 0.30       | 0.983           | -13  | 0.909           | 163 | 0.059           | 80  | 0.992           | -8   |
|                          |                        | 0.40       | 0.978           | -17  | 0.904           | 157 | 0.077           | 77  | 0.988           | -11  |
|                          |                        | 0.50       | 0.973           | -21  | 0.834           | 149 | 0.095           | 72  | 0.975           | -13  |
|                          |                        | 0.60       | 0.943           | -25  | 0.892           | 144 | 0.111           | 69  | 0.966           | -16  |
|                          |                        | 0.70       | 0.929           | -29  | 0.873           | 139 | 0.127           | 66  | 0.958           | -19  |
|                          |                        | 0.80       | 0.889           | -33  | 0.901           | 135 | 0.142           | 63  | 0.949           | -22  |
|                          |                        | 0.90       | 0.895           | -37  | 0.888           | 129 | 0.158           | 60  | 0.939           | -24  |
|                          |                        | 1.00       | 0.876           | -41  | 0.890           | 124 | 0.171           | 57  | 0.929           | -26  |
|                          |                        | 1.50       | 0.772           | -60  | 0.871           | 100 | 0.227           | 44  | 0.873           | -38  |
|                          |                        | 2.00       | 0.670           | -78  | 0.835           | 80  | 0.261           | 34  | 0.823           | -48  |
|                          |                        | 2.50       | 0.564           | -96  | 0.812           | 62  | 0.276           | 25  | 0.776           | -58  |
|                          |                        | 3.00       | 0.477           | -114 | 0.785           | 48  | 0.276           | 18  | 0.741           | -68  |
|                          |                        | 3.50       | 0.412           | -132 | 0.741           | 36  | 0.270           | 15  | 0.722           | -77  |
|                          |                        | 4.00       | 0.364           | -151 | 0.701           | 25  | 0.261           | 14  | 0.711           | -87  |
|                          |                        | 4.50       | 0.308           | -172 | 0.702           | 17  | 0.261           | 18  | 0.682           | -97  |
|                          |                        | 5.00       | 0.297           | 166  | 0.639           | 11  | 0.270           | 22  | 0.686           | -107 |
|                          | 0.5                    | 0.10       | 0.983           | -5   | 1.788           | 174 | 0.020           | 86  | 0.994           | -3   |
|                          |                        | 0.20       | 0.977           | -10  | 1.763           | 168 | 0.040           | 82  | 0.992           | -7   |
|                          |                        | 0.30       | 0.965           | -16  | 1.764           | 162 | 0.059           | 79  | 0.984           | -10  |
|                          |                        | 0.40       | 0.953           | -21  | 1.735           | 156 | 0.077           | 76  | 0.976           | -13  |
|                          |                        | 0.50       | 0.947           | -26  | 1.637           | 147 | 0.094           | 70  | 0.954           | -16  |
|                          |                        | 0.60       | 0.901           | -30  | 1.673           | 142 | 0.109           | 67  | 0.941           | -19  |
|                          |                        | 0.70       | 0.878           | -34  | 1.619           | 137 | 0.124           | 64  | 0.927           | -21  |
|                          |                        | 0.80       | 0.827           | -38  | 1.601           | 132 | 0.136           | 62  | 0.912           | -24  |
|                          |                        | 0.90       | 0.825           | -43  | 1.594           | 127 | 0.151           | 58  | 0.893           | -27  |
|                          |                        | 1.00       | 0.796           | -48  | 1.571           | 122 | 0.162           | 56  | 0.877           | -29  |
|                          |                        | 1.50       | 0.659           | -67  | 1.420           | 99  | 0.207           | 45  | 0.797           | -40  |
|                          |                        | 2.00       | 0.535           | -85  | 1.275           | 80  | 0.232           | 37  | 0.733           | -49  |
|                          |                        | 2.50       | 0.417           | -102 | 1.177           | 63  | 0.247           | 32  | 0.678           | -58  |
|                          |                        | 3.00       | 0.332           | -122 | 1.097           | 50  | 0.256           | 29  | 0.639           | -67  |
|                          |                        | 3.50       | 0.271           | -143 | 1.014           | 38  | 0.265           | 28  | 0.617           | -75  |
|                          |                        | 4.00       | 0.238           | -164 | 0.949           | 28  | 0.279           | 29  | 0.604           | -84  |
|                          |                        | 4.50       | 0.212           | 170  | 0.928           | 19  | 0.305           | 31  | 0.573           | -94  |
|                          |                        | 5.00       | 0.218           | 147  | 0.856           | 12  | 0.333           | 31  | 0.574           | -105 |
|                          | 1.0                    | 0.10       | 0.965           | -7   | 3.383           | 172 | 0.020           | 85  | 0.990           | -4   |
|                          |                        | 0.20       | 0.952           | -14  | 3.315           | 165 | 0.040           | 81  | 0.982           | -9   |
|                          |                        | 0.30       | 0.928           | -20  | 3.277           | 157 | 0.057           | 77  | 0.965           | -13  |
|                          |                        | 0.40       | 0.905           | -26  | 3.172           | 151 | 0.074           | 73  | 0.947           | -16  |
|                          |                        | 0.50       | 0.88            | -33  | 3.027           | 141 | 0.090           | 67  | 0.910           | -19  |
|                          |                        | 0.60       | 0.819           | -37  | 2.936           | 136 | 0.102           | 64  | 0.887           | -23  |
|                          |                        | 0.70       | 0.783           | -42  | 2.804           | 130 | 0.115           | 61  | 0.861           | -26  |
|                          |                        | 0.80       | 0.725           | -47  | 2.666           | 125 | 0.125           | 59  | 0.839           | -28  |
|                          |                        | 0.90       | 0.702           | -52  | 2.623           | 119 | 0.136           | 56  | 0.810           | -31  |
|                          |                        | 1.00       | 0.664           | -57  | 2.525           | 114 | 0.145           | 54  | 0.787           | -33  |
|                          |                        | 1.50       | 0.504           | -75  | 2.085           | 93  | 0.181           | 47  | 0.690           | -42  |
|                          |                        | 2.00       | 0.382           | -92  | 1.759           | 75  | 0.207           | 42  | 0.626           | -50  |
|                          |                        | 2.50       | 0.278           | -108 | 1.548           | 61  | 0.229           | 40  | 0.577           | -58  |
|                          |                        | 3.00       | 0.21            | -129 | 1.397           | 48  | 0.252           | 38  | 0.543           | -66  |
|                          |                        | 3.50       | 0.168           | -154 | 1.271           | 38  | 0.276           | 36  | 0.523           | -73  |
|                          |                        | 4.00       | 0.15            | -177 | 1.177           | 28  | 0.303           | 35  | 0.513           | -82  |
|                          |                        | 4.50       | 0.148           | 155  | 1.123           | 19  | 0.336           | 34  | 0.490           | -91  |
|                          |                        | 5.00       | 0.165           | 132  | 1.049           | 12  | 0.369           | 32  | 0.487           | -101 |

Table 1. Common Emitter S-Parameters

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

| V <sub>CE</sub><br>(Vdc) | I <sub>C</sub><br>(mA) | f<br>(GHz) | S <sub>11</sub> |      | S <sub>21</sub> |     | S <sub>12</sub> |     | S <sub>22</sub> |     |
|--------------------------|------------------------|------------|-----------------|------|-----------------|-----|-----------------|-----|-----------------|-----|
|                          |                        |            | S <sub>11</sub> | ∠ φ  | S <sub>21</sub> | ∠ φ | S <sub>12</sub> | ∠ φ | S <sub>22</sub> | ∠ φ |
| 1.0                      | 2.0                    | 0.10       | 0.928           | -10  | 6.181           | 169 | 0.020           | 83  | 0.980           | -6  |
|                          |                        | 0.20       | 0.901           | -19  | 5.967           | 160 | 0.037           | 78  | 0.959           | -12 |
|                          |                        | 0.30       | 0.856           | -28  | 5.744           | 150 | 0.054           | 73  | 0.923           | -17 |
|                          |                        | 0.40       | 0.811           | -36  | 5.410           | 142 | 0.068           | 69  | 0.886           | -22 |
|                          |                        | 0.50       | 0.753           | -43  | 5.051           | 132 | 0.080           | 63  | 0.828           | -25 |
|                          |                        | 0.60       | 0.681           | -48  | 4.679           | 126 | 0.091           | 61  | 0.790           | -28 |
|                          |                        | 0.70       | 0.632           | -54  | 4.367           | 119 | 0.100           | 59  | 0.753           | -31 |
|                          |                        | 0.80       | 0.574           | -59  | 4.021           | 114 | 0.108           | 57  | 0.726           | -33 |
|                          |                        | 0.90       | 0.538           | -64  | 3.831           | 109 | 0.116           | 55  | 0.692           | -35 |
|                          |                        | 1.00       | 0.497           | -68  | 3.595           | 104 | 0.123           | 54  | 0.667           | -37 |
|                          |                        | 1.50       | 0.349           | -86  | 2.732           | 85  | 0.156           | 50  | 0.576           | -44 |
|                          |                        | 2.00       | 0.255           | -102 | 2.200           | 70  | 0.186           | 47  | 0.527           | -50 |
|                          |                        | 2.50       | 0.182           | -120 | 1.871           | 57  | 0.216           | 45  | 0.491           | -58 |
|                          |                        | 3.00       | 0.137           | -143 | 1.647           | 46  | 0.246           | 42  | 0.469           | -66 |
|                          |                        | 3.50       | 0.115           | -167 | 1.478           | 36  | 0.276           | 39  | 0.460           | -73 |
|                          |                        | 4.00       | 0.109           | 167  | 1.356           | 27  | 0.306           | 36  | 0.453           | -81 |
|                          |                        | 4.50       | 0.115           | 138  | 1.268           | 19  | 0.337           | 33  | 0.443           | -89 |
|                          |                        | 5.00       | 0.136           | 119  | 1.190           | 11  | 0.368           | 30  | 0.441           | -98 |

Table 1. Common Emitter S-Parameters (continued)

| V <sub>CE</sub><br>(Vdc) | I <sub>C</sub><br>(mA) | f<br>(GHz) | S <sub>11</sub> |      | S <sub>21</sub> |     | S <sub>12</sub> |     | S <sub>22</sub> |     |
|--------------------------|------------------------|------------|-----------------|------|-----------------|-----|-----------------|-----|-----------------|-----|
|                          |                        |            | S <sub>11</sub> | ∠ φ  | S <sub>21</sub> | ∠ φ | S <sub>12</sub> | ∠ φ | S <sub>22</sub> | ∠ φ |
| 3.0                      | 0.5                    | 0.10       | 0.985           | -5   | 1.796           | 174 | 0.018           | 86  | 0.995           | -3  |
|                          |                        | 0.20       | 0.980           | -10  | 1.776           | 169 | 0.034           | 83  | 0.993           | -6  |
|                          |                        | 0.30       | 0.969           | -15  | 1.778           | 163 | 0.051           | 79  | 0.986           | -9  |
|                          |                        | 0.40       | 0.959           | -19  | 1.753           | 157 | 0.066           | 76  | 0.980           | -12 |
|                          |                        | 0.50       | 0.952           | -24  | 1.651           | 149 | 0.081           | 71  | 0.961           | -14 |
|                          |                        | 0.60       | 0.910           | -28  | 1.693           | 144 | 0.095           | 68  | 0.949           | -17 |
|                          |                        | 0.70       | 0.888           | -32  | 1.639           | 139 | 0.108           | 65  | 0.937           | -20 |
|                          |                        | 0.80       | 0.841           | -36  | 1.628           | 134 | 0.119           | 63  | 0.924           | -23 |
|                          |                        | 0.90       | 0.839           | -41  | 1.618           | 129 | 0.131           | 60  | 0.908           | -25 |
|                          |                        | 1.00       | 0.812           | -45  | 1.596           | 124 | 0.142           | 57  | 0.894           | -27 |
|                          |                        | 1.50       | 0.681           | -64  | 1.445           | 102 | 0.184           | 47  | 0.824           | -38 |
|                          |                        | 2.00       | 0.565           | -80  | 1.294           | 83  | 0.210           | 39  | 0.768           | -47 |
|                          |                        | 2.50       | 0.455           | -96  | 1.190           | 66  | 0.226           | 33  | 0.720           | -56 |
|                          |                        | 3.00       | 0.369           | -112 | 1.106           | 53  | 0.237           | 30  | 0.687           | -64 |
|                          |                        | 3.50       | 0.308           | -128 | 1.019           | 41  | 0.246           | 28  | 0.670           | -72 |
|                          |                        | 4.00       | 0.264           | -146 | 0.950           | 30  | 0.256           | 28  | 0.661           | -81 |
|                          |                        | 4.50       | 0.212           | -166 | 0.933           | 21  | 0.274           | 29  | 0.638           | -89 |
|                          |                        | 5.00       | 0.201           | 171  | 0.858           | 13  | 0.294           | 30  | 0.642           | -99 |
|                          | 1.0                    | 0.10       | 0.969           | -6   | 3.341           | 173 | 0.017           | 85  | 0.992           | -4  |
|                          |                        | 0.20       | 0.958           | -13  | 3.284           | 166 | 0.034           | 81  | 0.985           | -8  |
|                          |                        | 0.30       | 0.938           | -19  | 3.255           | 159 | 0.050           | 78  | 0.972           | -11 |
|                          |                        | 0.40       | 0.917           | -24  | 3.163           | 152 | 0.064           | 74  | 0.957           | -15 |
|                          |                        | 0.50       | 0.896           | -30  | 3.019           | 143 | 0.078           | 68  | 0.925           | -18 |
|                          |                        | 0.60       | 0.838           | -35  | 2.951           | 138 | 0.089           | 66  | 0.905           | -21 |
|                          |                        | 0.70       | 0.805           | -40  | 2.823           | 132 | 0.101           | 63  | 0.883           | -23 |
|                          |                        | 0.80       | 0.750           | -44  | 2.700           | 127 | 0.110           | 61  | 0.864           | -26 |
|                          |                        | 0.90       | 0.732           | -49  | 2.661           | 122 | 0.121           | 58  | 0.838           | -28 |
|                          |                        | 1.00       | 0.696           | -53  | 2.570           | 117 | 0.129           | 56  | 0.818           | -31 |
|                          |                        | 1.50       | 0.541           | -71  | 2.139           | 95  | 0.163           | 48  | 0.731           | -40 |
|                          |                        | 2.00       | 0.424           | -86  | 1.807           | 78  | 0.188           | 43  | 0.674           | -47 |
|                          |                        | 2.50       | 0.325           | -100 | 1.588           | 63  | 0.210           | 40  | 0.629           | -55 |
|                          |                        | 3.00       | 0.252           | -116 | 1.430           | 51  | 0.230           | 37  | 0.600           | -63 |
|                          |                        | 3.50       | 0.204           | -132 | 1.294           | 40  | 0.250           | 36  | 0.589           | -70 |
|                          |                        | 4.00       | 0.170           | -150 | 1.195           | 30  | 0.272           | 34  | 0.581           | -78 |
|                          |                        | 4.50       | 0.136           | -173 | 1.141           | 21  | 0.297           | 33  | 0.565           | -86 |
|                          |                        | 5.00       | 0.134           | 162  | 1.063           | 13  | 0.323           | 32  | 0.566           | -95 |

Table 2. Common Emitter S-Parameters

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

| V <sub>CE</sub><br>(Vdc) | I <sub>C</sub><br>(mA) | f<br>(GHz) | S <sub>11</sub> |      | S <sub>21</sub> |     | S <sub>12</sub> |     | S <sub>22</sub> |     |
|--------------------------|------------------------|------------|-----------------|------|-----------------|-----|-----------------|-----|-----------------|-----|
|                          |                        |            | S <sub>11</sub> | ∠ φ  | S <sub>21</sub> | ∠ φ | S <sub>12</sub> | ∠ φ | S <sub>22</sub> | ∠ φ |
| 3.0                      | 3.0                    | 0.10       | 0.902           | -11  | 8.541           | 168 | 0.017           | 83  | 0.976           | -7  |
|                          |                        | 0.20       | 0.863           | -21  | 8.133           | 156 | 0.031           | 77  | 0.946           | -13 |
|                          |                        | 0.30       | 0.805           | -31  | 7.647           | 146 | 0.045           | 73  | 0.901           | -18 |
|                          |                        | 0.40       | 0.746           | -39  | 7.050           | 137 | 0.056           | 69  | 0.856           | -22 |
|                          |                        | 0.50       | 0.673           | -45  | 6.436           | 127 | 0.066           | 65  | 0.794           | -24 |
|                          |                        | 0.60       | 0.604           | -50  | 5.853           | 121 | 0.074           | 63  | 0.757           | -27 |
|                          |                        | 0.70       | 0.552           | -55  | 5.378           | 115 | 0.082           | 61  | 0.721           | -29 |
|                          |                        | 0.80       | 0.499           | -59  | 4.897           | 110 | 0.089           | 60  | 0.697           | -30 |
|                          |                        | 0.90       | 0.461           | -63  | 4.586           | 105 | 0.096           | 59  | 0.667           | -32 |
|                          |                        | 1.00       | 0.424           | -66  | 4.260           | 100 | 0.103           | 59  | 0.647           | -33 |
|                          |                        | 1.50       | 0.295           | -80  | 3.141           | 83  | 0.136           | 56  | 0.578           | -38 |
|                          |                        | 2.00       | 0.215           | -91  | 2.494           | 70  | 0.169           | 54  | 0.542           | -44 |
|                          |                        | 2.50       | 0.152           | -105 | 2.101           | 58  | 0.201           | 51  | 0.514           | -51 |
|                          |                        | 3.00       | 0.108           | -124 | 1.837           | 47  | 0.232           | 47  | 0.497           | -59 |
|                          |                        | 3.50       | 0.083           | -146 | 1.641           | 38  | 0.263           | 44  | 0.490           | -66 |
|                          |                        | 4.00       | 0.071           | -173 | 1.501           | 30  | 0.294           | 41  | 0.485           | -73 |
|                          |                        | 4.50       | 0.069           | 148  | 1.395           | 21  | 0.325           | 38  | 0.480           | -81 |
|                          |                        | 5.00       | 0.090           | 121  | 1.310           | 14  | 0.357           | 35  | 0.478           | -90 |
|                          | 5.0                    | 0.10       | 0.839           | -15  | 12.345          | 164 | 0.016           | 81  | 0.961           | -9  |
|                          |                        | 0.20       | 0.774           | -28  | 11.339          | 149 | 0.030           | 75  | 0.906           | -16 |
|                          |                        | 0.30       | 0.690           | -38  | 10.154          | 137 | 0.041           | 71  | 0.840           | -21 |
|                          |                        | 0.40       | 0.614           | -47  | 8.971           | 127 | 0.050           | 68  | 0.780           | -24 |
|                          |                        | 0.50       | 0.528           | -52  | 7.877           | 119 | 0.058           | 65  | 0.715           | -26 |
|                          |                        | 0.60       | 0.464           | -57  | 6.974           | 112 | 0.066           | 64  | 0.677           | -27 |
|                          |                        | 0.70       | 0.414           | -61  | 6.267           | 107 | 0.073           | 63  | 0.646           | -28 |
|                          |                        | 0.80       | 0.370           | -65  | 5.628           | 102 | 0.080           | 63  | 0.625           | -29 |
|                          |                        | 0.90       | 0.338           | -68  | 5.165           | 98  | 0.087           | 63  | 0.602           | -30 |
|                          |                        | 1.00       | 0.307           | -71  | 4.742           | 94  | 0.094           | 62  | 0.587           | -31 |
|                          |                        | 1.50       | 0.207           | -83  | 3.389           | 79  | 0.130           | 61  | 0.536           | -36 |
|                          |                        | 2.00       | 0.148           | -96  | 2.658           | 66  | 0.165           | 58  | 0.512           | -41 |
|                          |                        | 2.50       | 0.100           | -113 | 2.221           | 56  | 0.200           | 54  | 0.490           | -49 |
|                          |                        | 3.00       | 0.072           | -138 | 1.930           | 46  | 0.233           | 51  | 0.475           | -56 |
|                          |                        | 3.50       | 0.059           | -168 | 1.720           | 37  | 0.266           | 47  | 0.470           | -64 |
|                          |                        | 4.00       | 0.062           | 152  | 1.569           | 29  | 0.299           | 43  | 0.466           | -72 |
|                          |                        | 4.50       | 0.080           | 118  | 1.451           | 21  | 0.331           | 40  | 0.462           | -80 |
|                          |                        | 5.00       | 0.107           | 103  | 1.362           | 14  | 0.365           | 36  | 0.460           | -88 |

Table 2. Common Emitter S-Parameters (continued)

| V <sub>CE</sub><br>(Vdc) | I <sub>C</sub><br>(mA) | f<br>(MHz) | NF <sub>min</sub><br>(dB) | Γ <sub>o</sub><br>(MAG, ANG) | R <sub>N</sub><br>(ohms) |
|--------------------------|------------------------|------------|---------------------------|------------------------------|--------------------------|
| 1.0                      | 0.5                    | 300        | 1.65                      | 0.81 ∠ 8                     | 89                       |
|                          |                        | 500        | 1.70                      | 0.80 ∠ 13                    | 86                       |
|                          |                        | 900        | 1.85                      | 0.77 ∠ 23                    | 78                       |
|                          |                        | 1000       | 1.90                      | 0.77 ∠ 25                    | 76                       |
|                          |                        | 1500       | 2.05                      | 0.74 ∠ 40                    | 64                       |
|                          |                        | 2000       | 2.20                      | 0.70 ∠ 56                    | 50                       |
|                          | 1.0                    | 300        | 1.45                      | 0.76 ∠ 7                     | 71                       |
|                          |                        | 500        | 1.47                      | 0.76 ∠ 12                    | 69                       |
|                          |                        | 900        | 1.65                      | 0.75 ∠ 21                    | 63                       |
|                          |                        | 1000       | 1.70                      | 0.74 ∠ 24                    | 62                       |
|                          |                        | 1500       | 1.90                      | 0.71 ∠ 38                    | 53                       |
|                          |                        | 2000       | 2.05                      | 0.67 ∠ 55                    | 44                       |

Table 3. Common-Emitter Noise Parameters

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

| V <sub>CE</sub><br>(V <sub>d</sub> c) | I <sub>C</sub><br>(mA) | f<br>(MHz) | NF <sub>min</sub><br>(dB) | Γ <sub>o</sub><br>(MAG, ANG) | R <sub>N</sub><br>(ohms) |
|---------------------------------------|------------------------|------------|---------------------------|------------------------------|--------------------------|
| 3.0                                   | 1.0                    | 300        | 1.60                      | 0.72 ∠7                      | 61                       |
|                                       |                        | 500        | 1.62                      | 0.72 ∠12                     | 60                       |
|                                       |                        | 900        | 1.64                      | 0.70 ∠21                     | 57                       |
|                                       |                        | 1000       | 1.64                      | 0.70 ∠24                     | 56                       |
|                                       |                        | 1500       | 1.70                      | 0.67 ∠39                     | 49                       |
|                                       |                        | 2000       | 1.80                      | 0.63 ∠55                     | 41                       |
|                                       | 3.0                    | 300        | 1.80                      | 0.63 ∠7                      | 48                       |
|                                       |                        | 500        | 1.82                      | 0.62 ∠11                     | 47                       |
|                                       |                        | 900        | 1.84                      | 0.60 ∠19                     | 45                       |
|                                       |                        | 1000       | 1.85                      | 0.59 ∠22                     | 44                       |
|                                       |                        | 1500       | 1.94                      | 0.56 ∠37                     | 40                       |
|                                       |                        | 2000       | 2.12                      | 0.51 ∠56                     | 34                       |

Table 3. Common-Emitter Noise Parameters (continued)

| Name | Value     | Name | Value     | Name | Value    |
|------|-----------|------|-----------|------|----------|
| IS   | 187.1E-18 | IRB  | 80.0E-6   | TF   | 13.0E-12 |
| BF   | 133       | RBM  | 31        | XTF  | 500      |
| NF   | 0.9958    | RE   | 3.3       | VTF  | 1.1      |
| VAF  | 40        | RC   | 6         | ITF  | 0.35     |
| IKF  | 0.07      | XTB  | 0(1)      | PTF  | 50       |
| ISE  | 5.393E-12 | EG   | 1.11(1)   | TR   | 2.38E-9  |
| NE   | 4.933     | XTI  | 3(1)      | FC   | 0.9      |
| BR   | 17        | CJE  | 280.0E-15 | CJS  | 0(1)     |
| NR   | 0.9929    | VJE  | 0.884     | VJS  | 1(1)     |
| VAR  | 2.6       | MJE  | 0.318     | MJS  | 0(1)     |
| IKR  | 0.018     | CJC  | 290.0E-15 | AF   | 1(1)     |
| ISC  | 28.92E-18 | VJC  | 0.424     | KF   | 0(1)     |
| NC   | 1.049     | MJC  | 0.108     |      |          |
| RB   | 31        | XCJC | 0.2       |      |          |

Note  
1. These parameters have not been extracted. Default values are shown.

Table 4. Spice Parameters (MRF927 Die Gummel-Poon Parameters)

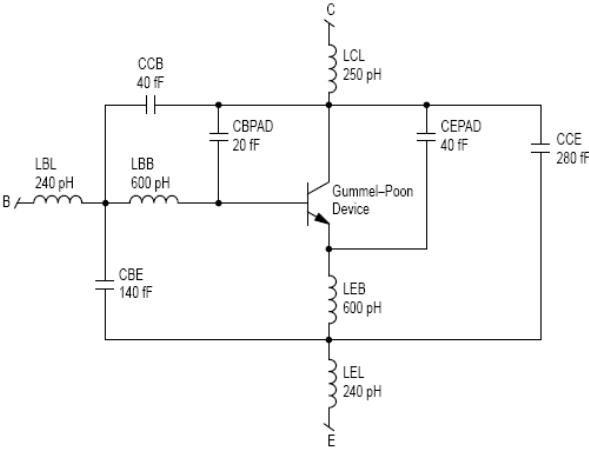


Figure 15. MRF927 SC-70 Package Equivalent Circuit

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

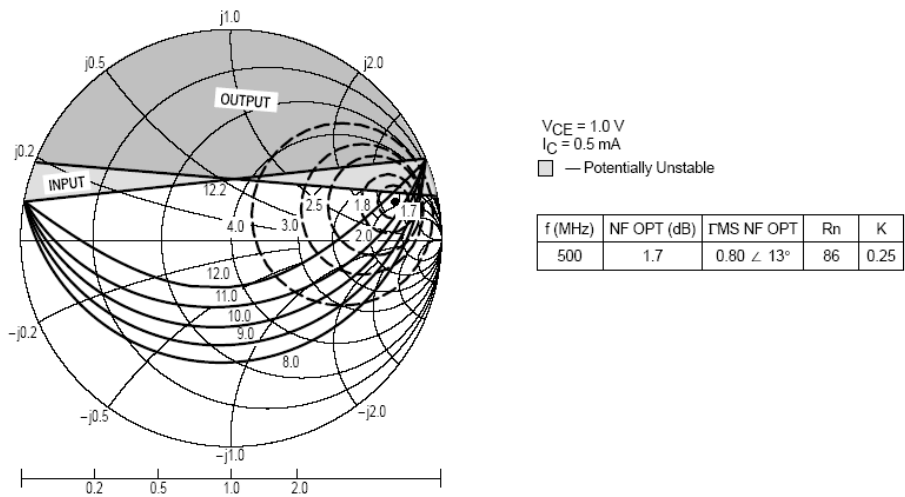


Figure 16. Constant Gain and Noise Figure Contours

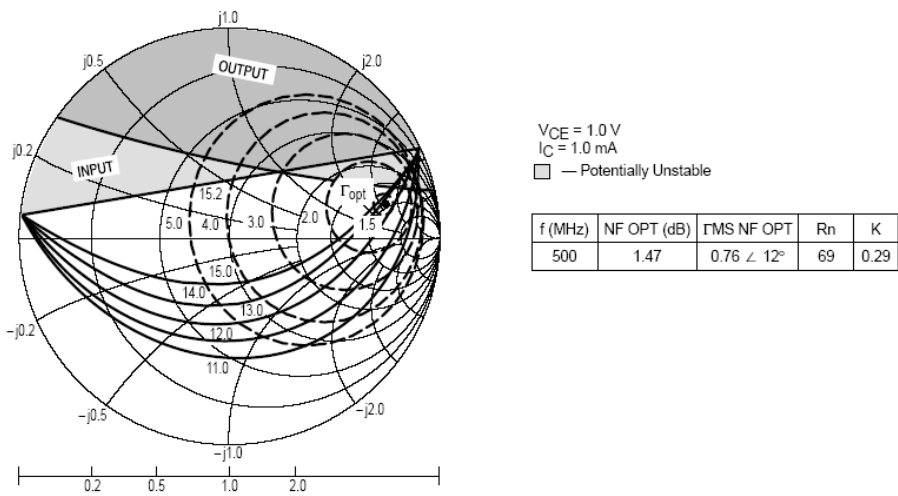


Figure 17. Constant Gain and Noise Figure Contours

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

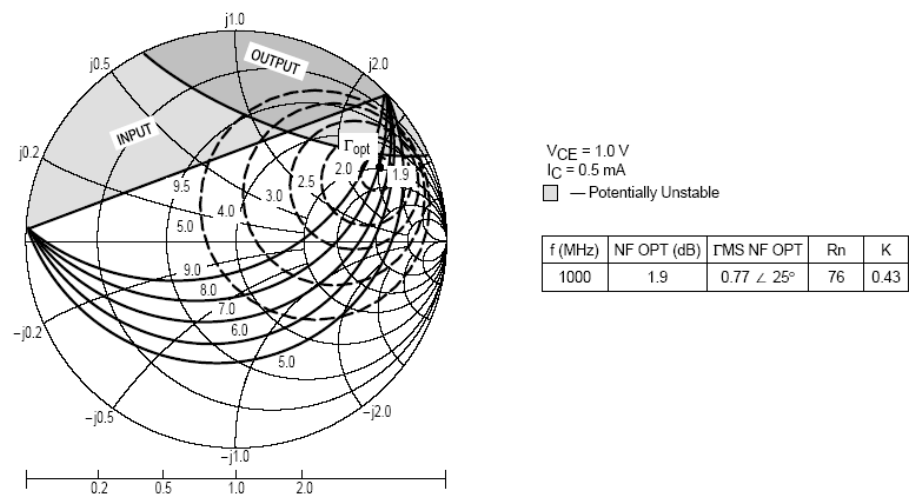


Figure 18. Constant Gain and Noise Figure Contours

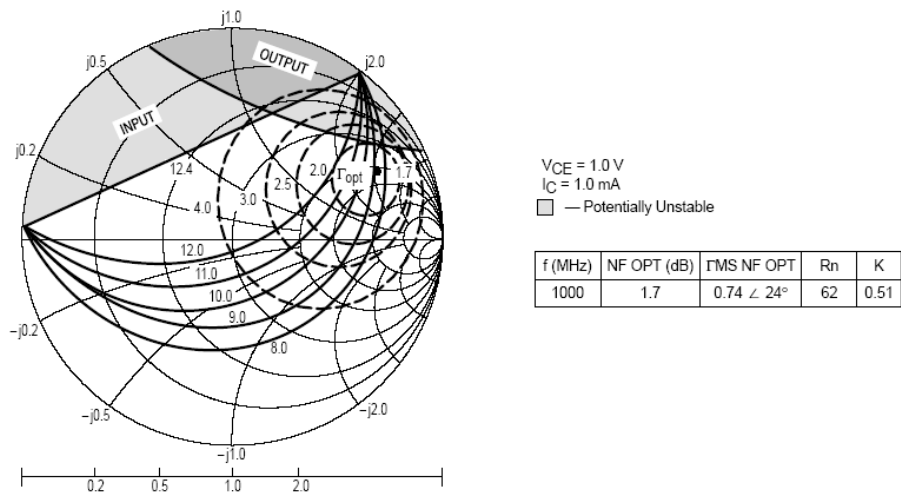
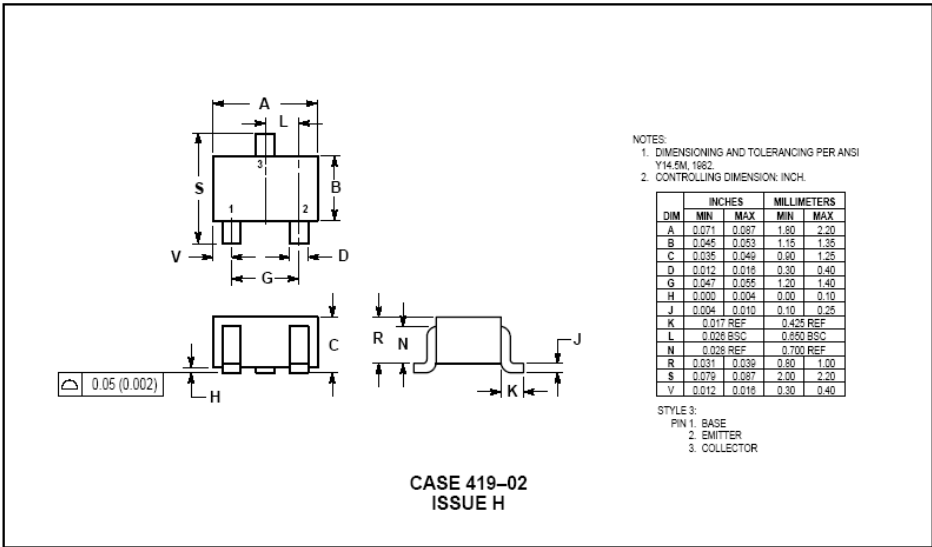



Figure 19. Constant Gain and Noise Figure Contours



Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

PACKAGE DIMENSIONS



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

Mfax is a trademark of Motorola, Inc.

How to reach us:  
USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;  
P.O. Box 5405, Denver, Colorado 80217. 303-675-2140 or 1-800-441-2447  
JAPAN: Nippon Motorola Ltd.: SPD, Strategic Planning Office, 4-32-1,  
Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo 141, Japan. 81-3-5487-8488  
Mfax™: RMFAXD@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 602-244-6609  
ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.: 8B Tai Ping Industrial Park,  
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298  
INTERNET: <http://motorola.com/spc>  
- US & Canada ONLY 1-800-774-1848



MRF92T1/D



## 12.2 Resumen de las funciones estadísticas de Excel

Gran parte del poder de la hoja de cálculo *Excel* está en su capacidad de ejecutar desde los cálculos sencillos hasta las funciones más específicas y complejas. Las fórmulas, como en matemáticas, son ecuaciones cuyo objetivo es llegar a algún resultado a partir de valores. En *Excel*, esos valores son las celdas de la hoja.

A continuación se presenta un resumen de las funciones estadísticas que incorpora *Excel*. Las funciones estadísticas ejecutan análisis estadísticos de rangos de datos y muchas de ellas han sido utilizadas por el programa estimador de parámetros SPICE, objeto del presente proyecto.

- **BINOM.CRIT**: Devuelve el valor mínimo para el cual la desviación binomial acumulativa es menor o igual que un valor de un criterio.
- **COEF.DE.CORREL**: Devuelve el coeficiente de correlación entre dos conjuntos de datos.
- **COEFICIENTE.ASIMETRIA**: Devuelve el sesgo de una distribución.
- **COEFICIENTE.R2**: Devuelve el cuadrado del coeficiente de correlación del momento del producto Pearson.
- **CONTARA**: Cuenta cuántos valores hay en la lista de argumentos.
- **CONTAR**: Cuenta cuántos números hay en la lista de argumentos.
- **COVAR**: Devuelve la covarianza, el promedio de los productos de las desviaciones pareadas.
- **CRECIMIENTO**: Devuelve valores su curva exponencial.
- **CUARTIL**: Devuelve el cuartil de un conjunto de datos.
- **CURTOSIS**: Devuelve la curtosis de un conjunto de datos.
- **DESVESTA**: Calcula la desviación estándar de una muestra, incluidos números, texto y valores lógicos.
- **DESVESTPA**: Calcula la desviación estándar de toda la población, incluidos números, texto y valores lógicos.
- **DESVESTP**: Calcula la desviación estándar de toda la población.
- **DESVEST**: Calcula la desviación estándar de una muestra.
- **DESVIA2**: Devuelve la suma de los cuadrados de las desviaciones.
- **DESVPROM**: Devuelve el promedio de las desviaciones absolutas de los puntos de datos partiendo de su media.
- **DIST.WEIBULL**: Devuelve la distribución Weibull.
- **DISTR.BETA.INV**: Devuelve el valor inverso de la función de densidad de probabilidad beta acumulativa.
- **DISTR.BETA**: Devuelve la función de densidad de probabilidad beta acumulativa.
- **DISTR.BINOM**: Devuelve la probabilidad de distribución binomial de un término individual.
- **DISTR.CHI**: Devuelve la probabilidad de una cola de la distribución chi

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

cuadrado.

- **DISTR.EXP** : Devuelve la distribución exponencial.
- **DISTR.F.INV**: Devuelve el valor inverso de la función de distribución de probabilidad F.
- **DISTR.F**: Devuelve la distribución de probabilidad F.
- **DISTR.GAMMA.INV**: Devuelve el valor inverso de la función gamma acumulativa.
- **DISTR.GAMMA**: Devuelve la distribución gamma.
- **DISTR.HIPERGEOM**: Devuelve la distribución hipergeométrica.
- **DISTR.LOG.INV**: Devuelve el valor inverso de la función de distribución logarítmica normal.
- **DISTR.LOG.NORM** : Devuelve la distribución logarítmica normal acumulativa.
- **DISTR.NORM.ESTAND.INV**: Devuelve el valor inverso de la distribución normal acumulativa estándar.
- **DISTR.NORM.ESTAND**: Devuelve la distribución estándar normal acumulativa.
- **DISTR.NORM.INV**: Devuelve el valor inverso de la función de distribución normal acumulativa.
- **DISTR.NORM**: Devuelve la distribución normal acumulativa.
- **DISTR.T.INV**: Devuelve el valor inverso de la distribución t de Student.
- **DISTR.T**: Devuelve la distribución t de Student.
- **ERROR.TIPICO.XY**: Devuelve el error estándar del valor y predicho de cada valor X de la curva de regresión.
- **ESTIMACION.LINEAL**: Devuelve los parámetros de una tendencia lineal.
- **ESTIMACION.LOGARITMICA**: Devuelve los parámetros de una tendencia exponencial.
- **FISHER**: Devuelve la transformación de Fisher.
- **FRECUENCIA**: Devuelve una distribución de frecuencia como una matriz vertical.
- **GAMMA.LN**: Devuelve el logaritmo natural (neperiano) de la función gamma,  $G(x)$ .
- **INTERSECCION.EJE**: Devuelve la intersección de la línea de regresión lineal.
- **INTERVALO.CONFIANZA**: Devuelve el intervalo de confianza de la media de un población.
- **JERARQUIA**: Devuelve la jerarquía (rango) de un número en una lista de números.
- **K.ESIMO.MAYOR**: Devuelve el valor máximo k ésimo en un conjunto de datos.
- **K.ESIMO.MENOR**: Devuelve el valor k ésimo mínimo en un conjunto de datos.
- **MAXA**: Devuelve el valor máximo de una lista de argumentos, incluidos números, texto y valores lógicos.
- **MAX**: Devuelve el valor máximo de una lista de argumentos.
- **MEDIA.ACOTADA**: Devuelve la media del interior de un conjunto de datos.
- **MEDIA.ARMO**: Devuelve la media armónica.

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

- **MEDIA.GEOM**: Devuelve la media geométrica.
- **MEDIANA**: Devuelve la mediana de los números dados.
- **MINA**: Devuelve el valor mínimo de una lista de argumentos, incluidos números, texto y valores lógicos.
- **MIN**: Devuelve el valor mínimo de una lista de argumentos.
- **MODA**: Devuelve el valor más común en un conjunto de datos.
- **NEGBINOMDIST**: Devuelve la distribución binomial negativa.
- **NORMALIZACION**: Devuelve un valor normalizado.
- **PEARSON**: Devuelve el coeficiente de correlación del momento del producto Pearson.
- **PENDIENTE**: Devuelve la pendiente de la línea de regresión lineal.
- **PERCENTIL**: Devuelve el percentil k ésimo de valores de un rango.
- **PERMUTACIONES**: Devuelve el número de permutaciones de un número de objetos dado.
- **POISSON**: Devuelve la distribución Poisson.
- **PROBABILIDAD**: Devuelve la probabilidad de que los valores de un rango estén comprendidos entre dos límites.
- **PROMEDIOA**: Devuelve el promedio de sus argumentos, incluidos números, texto y valores lógicos.
- **PROMEDIO**: Devuelve el promedio de sus argumentos.
- **PRONOSTICO**: Devuelve un valor junto con una tendencia lineal.
- **PRUEBA.CHI.INV**: Devuelve el valor inverso de la probabilidad una de una cola de la distribución chi cuadrado.
- **PRUEBA.CHI**: Devuelve la prueba de independencia.
- **PRUEBA.FISHER.INV**: Devuelve el valor inverso de la transformación de Fisher.
- **PRUEBA.F**: Devuelve el resultado de una prueba F.
- **PRUEBA.T**: Devuelve la probabilidad asociada a una prueba t de Student.
- **PRUEBA.Z**: Devuelve el valor P de dos colas de una prueba Z.
- **RANGO.PERCENTIL**: Devuelve el rango del percentil de un valor en un conjunto de datos.
- **TENDENCIA**: Devuelve los valores y su tendencia lineal.
- **VARA**: Calcula la varianza de una muestra, incluidos números, texto y valores lógicos.
- **VARPA**: Calcula la varianza de toda la población, incluidos números, texto y valores lógicos.
- **VARP**: Calcula la varianza de toda la población.
- **VAR**: Calcula la varianza de una muestra.

Para más detalles sobre alguna de las funciones estadísticas previamente resumidas, puede consultar la información adicional que incorpora *Excel*, cuando cualquiera de estas funciones es seleccionada.

## 12.3 Ejemplo de macro VBA

El programa **estim** internamente está controlado por 98 macros que hacen funcionar el programa de manera automática, es decir, sólo es necesario cargar el archivo de datos (.txt), tal y como se haría con cualquier programa Windows, y el programa se encarga de dar como resultado el parámetro a estimar, eliminar los datos que están fuera de rango, etc.

Para la creación de macros he utilizado el grabador de macros (símil a grabar un vídeo, step by step). Se graban las acciones y luego las convierte en lenguaje Visual Basic.

Después se han de modificar manualmente (se ha de tener conocimiento del lenguaje para ello) y se adecúan a cada parámetro a estimar en particular. La verdad que es una herramienta impresionante que verdaderamente le da el potencial extra al programa. Excel no es simplemente una hoja de cálculo; incluye su propio lenguaje de programación que podemos modificar y crear interfaces de usuario.

Para automatizar el programa se han utilizado iconos tipo botón (cargar archivo, imprimir, salir de la hoja, simular, etc). Si pulsamos sobre el botón derecho podemos asignar (también modificar) una macro a la acción de pulsar dicho botón.

Las siglas VBA se refieren a Visual Basic for Applications, ya que las macros se generan manualmente con este lenguaje de programación o bien automáticamente con el grabador de macros antes comentado.

```
EsteLibro - 1
Private Sub Workbook_Open()
    UserForm1.Show
End Sub
Public Sub ImportTextFile(FName As String, Sep As String)
    Dim RowNdx As Integer
    Dim ColNdx As Integer
    Dim TempVal As Variant
    Dim WholeLine As String
    Dim Pos As Integer
    Dim NextPos As Integer
    Dim SaveColNdx As Integer
    Application.ScreenUpdating = False
    'On Error GoTo EndMacro:
    SaveColNdx = ActiveCell.Column
    RowNdx = ActiveCell.Row
    Open FName For Input Access Read As #1
    While Not EOF(1)
        Line Input #1, WholeLine
        If Right(WholeLine, 1) <> Sep Then
            WholeLine = WholeLine & Sep
```

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

```

End If
ColNdx = SaveColNdx
Pos = 1
NextPos = InStr(Pos, WholeLine, Sep)
While NextPos >= 1
TempVal = Mid(WholeLine, Pos, NextPos - Pos)
Cells(RowNdx, ColNdx).Value = TempVal
Pos = NextPos + 1
ColNdx = ColNdx + 1
NextPos = InStr(Pos, WholeLine, Sep)
Wend
RowNdx = RowNdx + 1
Wend
EndMacro:
On Error GoTo 0
Application.ScreenUpdating = True
Close #1
End Sub
Public Sub DoTheImport()
Dim FName As Variant
Dim Sep As String
Dim fila As Integer
Dim contador As Integer
Range("H25").Select
Selection.ClearContents
Range("H28").Select
Selection.ClearContents
Range("k13").Select
Selection.ClearContents
Range("k14").Select
Selection.ClearContents
Range("H10").Select
Selection.ClearContents
Range("A8:C3000").Select
Selection.ClearContents
contador = 0
With Selection.Interior
.ColorIndex = 2
.PatternColorIndex = xlAutomatic
End With
Range("A8").Select
FName = Application.GetOpenFilename _
(filefilter:="Text Files (*.txt),*.txt,All Files (*.*),*.*")
EsteLibro - 2
If FName = False Then
MsgBox "You didn't select a file"
Exit Sub
End If
' Sep = InputBox("Enter a single delimiter character.", _
"Importar datos")
Sep = " "
ImportTextFile CStr(FName), Sep
Range("A8:A3000").Select
For fila = 8 To 1000
If Range("A" & fila) <> 0 Then
contador = contador + 1
Range("H10").Select
ActiveCell.Value = contador
End If

```

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

```
Next fila  
Range("A1").Select  
End Sub
```

## 13. Referencias

- [1] R. A. Rohrer, L. W. Nagel, R. Meyer, L. Weber, "CANCER: Computer Analysis of Nonlinear Circuits Excluding Radiation", *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 124-202, February 1971.
- [2] Jesús Sánchez Etchegaray, "Simulación analógica basada en SPICE", Edicions UPC, Barcelona, 1998.
- [3] H. K. Gummel, H. C. Poon, "A Compact Bipolar Transistor Model", *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 78-79, 1970.
- [4] Juan Miguel López González, "El transistor bipolar de heterounión. Física, electrónica y microondas", Edicions UPC, Barcelona, 2002.
- [5] Franz Sischka, "IC-CAP Characterization & Modeling Handbook", Agilent Technologies, Munich, 2001.
- [6] Lluís Prat, Josep Calderer, "Dispositius electrònics i fotònics. Fonaments", Edicions UPC, Barcelona, 2001.
- [7] Colin C. McAndrew, Laurence W. Nagel, "SPICE Early Modeling", *IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, pp. 144-147, 1994.
- [8] Solon Jose Spiegel, Dan Ritter, R. A. Hamm, A. Feyngenson, P.R. Smith, "Extraction of de InP/GaInAs Heterojunction Bipolar Transistor Small-Signal Equivalent Circuit", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 42, No. 6, pp. 1059-1064, June 1995.
- [9] Ce-Jun Wei, James C. M. Hwang, "Direct Extraction of Equivalent Circuit Parameters for Heterojunction Bipolar Transistors", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Thechniques*, Vol. 43, No. 9, pp. 2035-2040, September 1995.
- [10] C. J. Wei, J. C. M. Hwang, "New Method for Direct Extraction of HBT Equivalent Circuit Parameters", *IEEE MTT-S Digest*, WE4C-1, pp. 1245-1248, 1994.
- [11] D. MacSweeney, K. McCarthy, A. Mathewson, B. Mason, "Improved Modelling and Parameter Extraction for Parasitic BJT Devices in CMOS", *Institution of Electrical Engineers (IEE) Colloquium on Advanced MOS and Bi-Polar Devices*, pp. 6/6, February 1995
- [12] Sami Bousnina, Pierre Mandeville, Ammar B. Kouki, Robert Surridge, Fadhel M. Ghannouchi, "Direct Parameter-Extraction Method for HBT Small-



# Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

Signal Model", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Thechniques*, Vol. 50, No. 2, pp. 529-536, February 2002.

[13] Martin W. Dvorak, Colombo R. Bolognesi, "On the Accuracy of Direct Extraction of the Heterojunction-Bipolar-Transistor Equivalent-Circuit Model Parameters  $C_\pi$ ,  $C_{BC}$ , and  $R_E$ ", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Thechniques*, Vol. 51, No. 6, pp. 1640-1648, June 2003.

[14] J. W. Breti, J. D. Kendall, L. Nathawad, "Direct Extraction of SPICE Gummel-Poon Parameters for High Frequency Modeling", *Proc. IEEE International Conference on Microelectronic Test Structures*, Vol. 11, pp. 83-88, March 1998.

[15] David R. Pehlke, Dimitris Pavlidis, "Direct Calculation of the HBT Equivalent Circuit From Measured S-Parameters", *IEEE MTT-S Digest*, U-3, pp. 735-738, 1992.

[16] David R. Pehlke, Dimitris Pavlidis, "Evaluation of the Factors Determining HBT High-Frequency Performance by Direct Analysis of S-Parameter Data", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Thechniques*, Vol. 40, No. 12, pp. 2367-2373, December 1992.

[17] W. J. Kloosterman, J. C. J. Paasschens, D. B. M. Klaassen, "Improved Extraction of Base and Emitter Resistance from Small Signal High Frequency Admittance Measurements", *IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, pp. 93-96, 1999.

[18] J. C. J. Paasschens, W. J. Kloosterman, and R. J. Havens, "Parameter Extraction for the Bipolar Transistor Model Mextram", Philips Research Laboratories, Holanda, 2001.

[19] J. D. Kendall, A. R. Boothroyd, S. J. Oldenburg, R. A. Horner, S. J. Grant, T. Chamoun, S. Searles, J. Ilowski, B. Prokes, "Direct Extraction of Bipolar SPICE Transit Time Parameters Without Optimization", *IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, pp. 205-208, 1993.

[20] B. Ardouin, T. Zimmer, D. Berger, D. Celi, H. Mnif, T. Burdeau, P. Fouillat, "Transit Time Parameter Extraction for the HICUM Bipolar Compact Model", *IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, pp. 106-109, 2001.

[21] M. Malorny, M. Schröter, D. Celi, D. Berger, "An Improved Method for Determining the Transit Time of Si/SiGe Bipolar Transistors", *IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, pp. 229-232, 2003.

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

[22] P. B. Weil, L. P. McNamee, "Simulation of Excess Phase in Bipolar Transistors", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol. 25, No. 2, pp. 114-116, February 1978.

[23] Yeong-Seuk Kim, David Burnett, Craig S. Lage, "A New Method for Determining the Reverse Transit Time in Bipolar Transistors", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 39, No. 10, pp. 2364-2367, October 1992.

[24] "multiSIM 2001. Schematic Capture, Simulation & Programmable Logic", Interactive Image Technologies Ltd., 2000.

[25] F. X. Sinnesbichler, M. Fischer, G. R. Olbrich, "Accurate Extraction Method for  $1/f$ -Noise Parameters Used in Gummel-Poon Type Bipolar Junction Transistor Model", *IEEE MTT-S Digest*, TH2B-4, pp. 1345-1348, 1998.

[26] S. D. Connor, "Measurement of ' $1/f$ ' Noise in Narrow Poly-silicon Emitter Bipolar Transistor Structures", Bipolar Characterization Group, Central R&D, England.

[27] Julio C. Costa, Dave Ngo, Robert Jackson, Natalino Camilleri, James Jaffee, "Extracting  $1/f$  Noise Coefficients for BJT's", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 41, No. 11, pp. 1992-1999, November 1994.

[28] F. N. Hooge, " $1/f$  Noise Sources", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 41, No. 11, pp. 1926-1935, November 1994.

[29] Giuseppe Massobrio, Paolo Antognetti, "Semiconductor Device Modeling with SPICE", McGraw-Hill, 2<sup>nd</sup> Ed., New York, 1993.

[30] J. Atencia, R. Nestar, "Aprenda MATLAB 6.0 como si estuviera en primero", Escuela Superior de Ingenieros Industriales, Universidad de Navarra, San Sebastián, 2001.

[31] Günther Palfinger, "Modelling the Heterojunction Bipolar Transistor with VBIC", Institute for Solid State Physics Technical University Graz, 2000.

[32] S. A. Maas, D. Tait, "Parameter-Extraction Method for Heterojunction Bipolar Transistors", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 2, No. 12, pp. 502-504, December 1992.

[33] Ce-Jun Wei, James C. M. Hwang, "Direct Extraction of Equivalent Circuit Parameters for Heterojunction Bipolar Transistors", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 43, No. 9, pp. 2035-2040, September 1995.

# Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

[34] Bin Li, Sheila Prasad, "Basic Expressions and Approximations in Small-Signal Parameter Extraction for HBT's", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, No. 5, pp. 534-539, May 1999.

[35] Achour Ouslimani, Jean Gaubert, Habiba Hafdallah, Ahmed Birafane, Pierre Pouvil, H. Leier, "Direct Extraction of Linear HBT-Model Parameters Using Nine Analytical Expression Blocks", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 50, No. 1, pp. 218-221, January 2002.

[36] M. Rudolph, R. Doerner, P. Heymann, "Direct Extraction of HBT Equivalent-Circuit Elements", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, No. 1, pp. 82-84, January 1999.

[37] Damian Costa, William Liu, J. S. Harris, "A New Direct Method for Determining the Heterojunction Bipolar Transistor Equivalent Circuit Model", *IEEE Bipolar Circuits and Technology Meeting*, pp. 118-121, 1990.

[38] Mohammad Sotoodeh, Lucia Sozzi, Alessandro Vinay, A. H. Khalid, Zhirun Hu, Ali A. Rezazadeh, Roberto Menozzi, "Stepping Toward Standard Methods of Small-Signal Parameter Extraction for HBT's", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 47, No. 6, pp. 1139-1151, June 2000.

[39] Damian Costa, William U. Liu, James S. Harris, "Direct Extraction of the AlGaAs/GaAs Heterojunction Bipolar Transistor Small-Signal Equivalent Circuit", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 38, No. 9, pp. 2018-2024, September 1991.

[40] Seonghearn Lee, "A Simple Method to Extract Intrinsic and Extrinsic Base-Collector Capacitances of Bipolar Transistors", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 51, No. 4, pp. 647-650, April 2004.

[41] Charles Chang, Peter Asbeck, Peter Zampardi, K. C. Wang, "Direct Measurement of  $C_{be}$  and  $C_{bc}$  Versus Voltage for Small HBT's with Microwave  $s$ -Parameters for Scaled Gummel-Poon BJT Models", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, No. 1, pp. 108-110, January 1999.

[42] B. Ardouin, T. Zimmer, H. Mnif, P. Fouillat, "Direct Method for Bipolar Base-Emitter and Base-Collector Capacitance Splitting using High Frequency measurements", *Proc. IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, pp. 114-117, 2001.

[43] N. R. Malik, "Determining Spice Parameter Values for BJT's", *IEEE Transactions on Education*, Vol. 33, No. 4, pp. 366-368, November 1990.

Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

[44] Allan P. Laser, David L. Pulfrey, "Reconciliation of Methods for Estimating  $f_{\max}$  for Microwave Heterojunction Transistors", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 38, No. 8, pp. 1685-1692, August 1991.

[45] Mani Vaidyanathan, David L. Pulfrey, "Extrapolated  $f_{\max}$  of Heterojunction Bipolar Transistors", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 46, No. 2, pp. 301-309, February 1999.

[46] Fredrik Ingvarson, Martin Linder, Kjell O. Jeppson, Shi-Li Zhang, Jan V. Grahn, Michael Östling, "A Procedure for Characterizing the BJT Base Resistance and Early Voltages Utilizing a Dual Base Transistor Test Structure", *Proc. IEEE International Conference on Microelectronic Test Structures*, Vol. 14, pp. 31-36, March 2001.

[47] T. Zimmer, J. Berkner, B. Branciard, N. Lewis, J. B. Duluc, J. P. Dom, "Method for Determining the Effective Base Resistance of Bipolar Transistors", *IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, pp. 122-125, 1996.

[48] Martin Olavsbråten, "Parameter Extraction and Evaluation of the Bias Dependence of  $T_i$  for the VBIC Model used on a GaAs HBT", Norwegian Institute of Science and Technology (NTNU).

[49] M. Schröter, H. -M. Rein, "Transit Time of High-Speed Bipolar Transistors in Dependence on Operating Point, Technological Parameters, and Temperature", *IEEE*, Paper 9.4, pp. 250-253, 1989.

[50] Colin C. McAndrew, Laurence W. Nagel, "SPICE Early Modeling", *IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, pp. 144-147, 1994.

[51] Fujiang Lin, Tianshu Zhou, Bo Chen, Ban Leong Ooi, Pang Shyan Kooi, "Extraction of VBIC Model for SiGe HBTs Made Easy by Going through Gummel-Poon Model", Singapore Microelectronics Modeling Center (SMMC).

[52] Guofu Niu, Shiming Zhang, John D. Cressler, Alvin J. Joseph, John S. Fairbanks, Larry E. Larson, Charles S. Webster, William E. Ansley, David L. Hareme, "Noise Parameter Modeling and SiGe Profile Design Tradeoffs for RF Applications", Alabama Microelectronics Science and Technology Center, Electrical and Computer Engineering, pp. 9-14, 2000.

[53] Sorin P. Voinigescu, Michael C. Maliepaard, Jonathan L. Showell, Greg E. Babcock, David Marchesan, Michael Schroter, Peter Schvan, David L. Hareme, "A Scalable High-Frequency Noise Model for Bipolar Transistors with Application to Optimal Transistor Sizing for Low-Noise Amplifier Design", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 32, No. 9, pp. 1430-1439, September 1997.

## Programa estimador de parámetros SPICE para transistores bipolares mediante Excel

[54] Paul J. Van Wijnen, Linda C. Smith, "High Frequency Characterization for Small Geometry Bipolar Transistors", *IEEE Bipolar Circuits and Technology Meeting*, Paper 5.1, pp. 91-94, 1988.

[55] Lluís Prat, Ramon Bragós, Juan Antonio Chávez, Mireya Fernández, Vicente Jiménez, Jordi Madrenas, Eduardo Navarro, Jordi Salazar, "Circuits i dispositius electrònics. Fonaments d'electrònica", Edicions UPC, Barcelona, 1998.

[56] A. Vladimirescu, Kaihe Zhang, A. R. Newton, D. O. Pederson, A. Sangiovanni-Vincentelli, "SPICE Version 2G User's Guide", Department of Electrical Engineering and Computer Sciences University of California Berkeley, Ca., August 1981.

[57] Paul W. Tuinenga, "SPICE: A Guide to Circuit Simulation and Analysis Using Pspice", Prentice Hall, 3<sup>rd</sup> Ed., New Jersey, 1995.

[58] Bryan L. Hart, "Modeling the Early Effect in Bipolar Transistors", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 18, No. 1, pp. 139-140, February 1983.

[59] Fredrik Ingvarson, Kjell O. Jeppson, "A New Direct Extraction Algorithm for Intrinsic Gummel-Poon BJT Model Parameters", *Proc. IEEE International Conference on Microelectronic Test Structures*, Vol. 11, pp. 159-162, March 1998.

[60] Joe Walston, "Simulation and Modeling-Extracting SPICE model parameters from data sheets", *IEEE Circuits & Devices Magazine*, Vol. 7, No. 6, pp. 10-12, November 1991.

[61] Paul Vandeloo, "A Fast Measurement Technique for the Determination of Small Signal Parameters of the Bipolar Transistor", *Proc. IEEE International Conference on Microelectronic Test Structures*, Vol. 2, pp. 85-90, March 1989.

[62] Seonghearn Lee, "Forward Transit Time Measurement for Heterojunction Bipolar Transistors Using Simple Z Parameter Equation", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 43, No. 11, pp. 2027-2029, November 1996.

[63] E. H. Tyler, "Characterization and Modeling of Transistors Embedded in a High Performance Bipolar Logic Array", *Proc. IEEE International Conference on Microelectronic Test Structures*, Vol. 8, pp. 181-186, March 1995.